GENNAIO
1944 - XXII

Spedizione in abbonamento postale - Gruppo Secondo

NUMERO DOPPIO 1-2

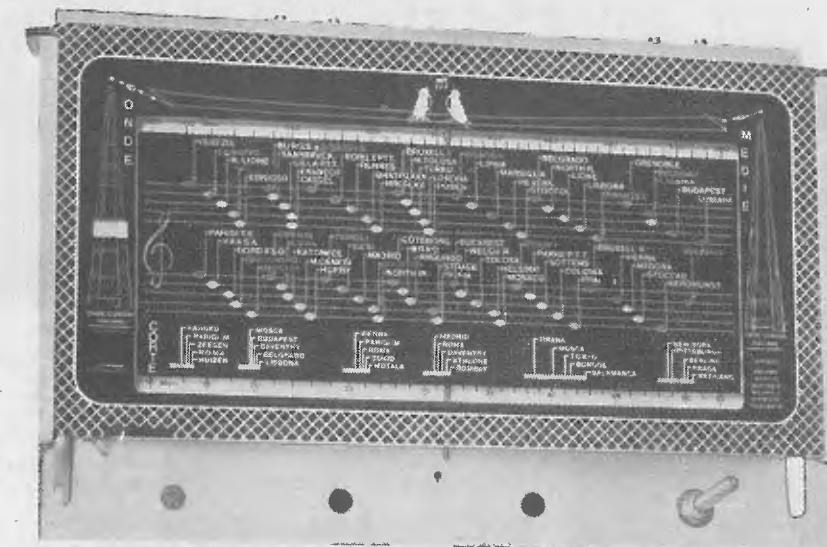
ANNO XVI

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

LIRE DIECI

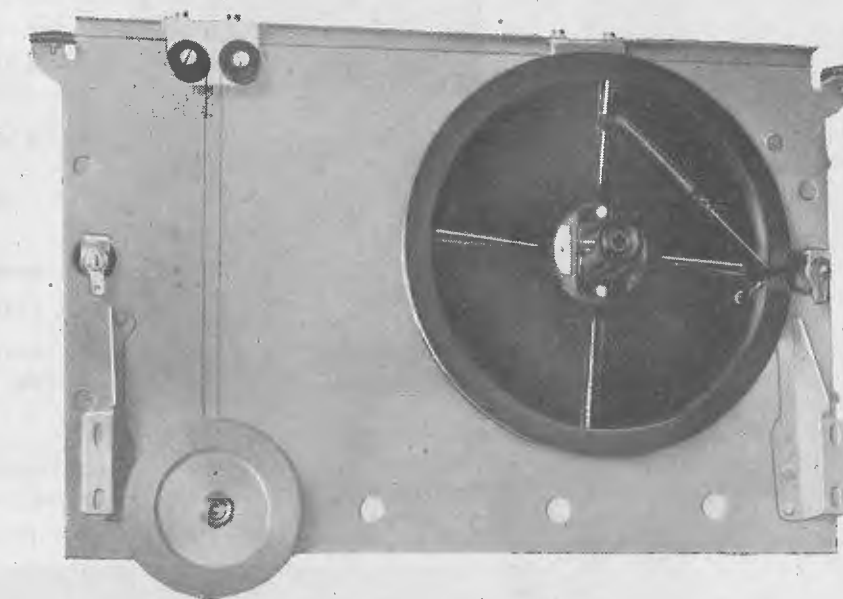
NOTIZIARIO INDUSTRIALE

La E. R. A. ha recentemente immesso sul mercato la sua nuova produzione di scale parlanti, notevoli sia per la loro accurata costruzione che per l'eleganza della presentazione, per le quali l'adozione di un tamburo di demoltiplica in materiale plastico stampato consente di diminuire la microfonicità che ordinariamente si ha in complessi di tal genere.

Attualmente la E. R. A. costruisce tre diversi tipi di scale stampate su cristallo di forte spessore con un complesso di colori di sobria intonazione, fornite di indicatore di gamma d'onda, le cui graduazioni sono segnate in metri. In esse la ricerca delle stazioni è resa agevole dalla perfetta lucentezza ottenuta mediante l'illuminazione di due lampadine micro mignon smontabili per il ricambio.

Le loro caratteristiche permettono il montaggio dei condensatori variabili tipo 832-833 e simili e dei gruppi di alta frequenza 1903, 1912, 1916 per i seguenti gruppi di onde:

Per 2 gamme d'onda da 16 a 52, da 190 a 580 metri

Per 3 gamme d'onda da 12,5 a 40, da 40 a 130, da 140 a 580 metri

Per 4 gamme d'onda da 13 a 27, da 27 a 56, da 55 a 170, da 190 a 580 metri

E. R. A. - Milano

RIVISTA QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

Direzione, Amministrazione: Milano, Via Senato 24, Telefono 72.908
Conto corrente postale n. 3/24227

Abbonamento annuo L. 100 - Semestrale L. 55
Un fascicolo separato L. 5. Questo numero doppio L. 10. Estero il doppio

SOMMARIO

Con questo numero, il primo del corrente anno, la rivista inizia la sua attività, come era stato preannunciato, rinnovata nella veste e nella sostanza. Questo ultimo rinnovamento, non potendo essere per necessità di continuità immediato e integrale, seguirà un ritmo costante, che porterà la Rivista al livello tecnico che ci siamo proposti di raggiungere, e di cui qui si vedono i primi segni.

Dobbiamo esprimere i nostri più vivi ringraziamenti agli eminenti tecnici, ed in particolar modo al Prof. Dr. Ing. Rinaldo Sartori ed al Prof. Dott. Ing. Fabio Cisotti, che con la loro adesione ci hanno dimostrata quella fiducia alla quale siamo certi di non venir meno, e che è sicura garanzia nei riguardi dei nostri lettori della serietà dei nostri propositi.

Ci auguriamo anche che la funzione del comitato direttivo si risolva in una efficace collaborazione così necessaria e così attesa nel mondo radiotecnico, collaborazione che, per ovvie necessità di tempo e di organizzazione, non ha potuto pienamente esplicarsi per questo primo numero.

LA DIREZIONE

LE NOSTRE EDIZIONI TECNICHE

Con il primo di Marzo la nostra Casa Editrice ha ripreso in pieno la propria attività editoriale secondo un programma di pubblicazioni che si andrà man mano ampliando ed intensificando, con il preciso intento di dotare la nostra letteratura tecnica sia di opere di chiaro valore scientifico, sia di volumi di divulgazione e di consultazione utili a tutti i radioamatori.

Tra i volumi segnati nell'elenco che segue, tutti prossimi ad essere liberati dalla stampa, segnaliamo ai nostri lettori le prime **Monografie tecniche,** le quali sono l'inizio di una collana di monografie che in piccolo volume contengono tutto quanto può essere utile ad ogni tecnico o dilettante per lo sviluppo e la progettazione di un determinato apparecchio od accessorio.

Tali monografie sono corredate da un vasto numero di abachi e di nomogrammi che facilitano le calcolazioni dei singoli parametri ed il dimensionamento delle singole parti.

Ogni monografia contiene in se quanto è necessario per lo sviluppo completo tecnico e pratico di un determinato argomento.

Riteniamo di andare incontro alle necessità quotidiane di tutti i radiotecnici ed i cultori della radio fornendo loro indispensabili mezzi di studio e di lavoro.

Dr. Ing. G. Gaiani - **Trasmissione e ricezione** . . . . . L. 34,—
I. Bossi - **Le valvole termoioniche** (4ª ristampa) . . . . » 25,—
C. Favilla - **Allineamento e taratura delle super** . . . » 4,50
8 grafici per il calcolo delle induttanze . . . . . » 40,—

Monografie di radiotecnica:

N. Callegari - **Circuiti oscillatorii e bobine per radiofrequenza** (progetto e costruzione) . . . . . L. 20,—
N. Callegari - **Trasformatori di alimentazione e di uscita per radioricevitori** (progetto e costruzione) . . . . » 20,—
N. Callegari - **Progetto e calcolo dei radioricevitori** . . . » 20,—

In corso di stampa:

G. Termini - **Guida pratica per il radioriparatore**
N. Callegari - **Le valvole riceventi** (2ª edizione aggiornata).
Ing. M. della Rocca - **Piezoelettricità** (2ª edizione ampliata).
N. Callegari - **Onde corte e ultracorte** (2ª edizione ampliata).
N. Callegari - **Interpretazione delle caratteristiche delle valvole.**
G. Termini - **Modulazione di frequenza** (2ª edizione ampliata).

RICHIEDETELI ALLA NOSTRA AMMINISTRAZIONE OD ALLE PRINCIPALI LIBRERIE

Si prega di rimettere l'importo o di autorizzare le spedizioni in assegno. — Porto ed imballo a carico del destinatario.

SCONTO DEL 10 % AGLI ABBONATI ALLA RIVISTA

I principi generali della televisione

Il segnale televisivo normalizzato

(Continuazione ved. N. 11-12 - 1943)

prof. dott. ing. R. SARTORI

(2550)

Come si è detto, ordinariamente gli intervalli di tempo alla fine di ogni riga, durante i quali il fascio elettronico nel trasmettitore e nel ricevitore ritorna rapidamente da destra verso sinistra all'inizio della riga successiva, vengono utilizzati per la trasmissione dei segnali di sincronizzazione del movimento orizzontale dei due fasci. Ed analogamente gli intervalli di tempo alla fine di ogni quadro, durante i quali il fascio elettronico nel trasmettitore e nel ricevitore ritorna rapidamente dal basso verso l'alto all'inizio del quadro successivo, vengono utilizzati per la trasmissione dei segnali di sincronizzazione del movimento verticale dei due fasci. A questa regola generale fanno eccezione alcuni sistemi, in cui per esempio si sopprime completamente la portante per un breve intervallo di tempo durante il movimento di ritorno; in questo caso la mancanza della portante viene utilizzata come segnale di sincronizzazione mediante l'impiego di circuiti appositamente studiati. Di questi ultimi sistemi non ci occuperemo; ma analizzeremo più da vicino il sistema con trasmissione di veri e propri segnali di sincronizzazione, esaminando la forma che assume il segnale trasmesso nel caso di una trasmissione con 441 linee, analisi intrecciata, 30 immagini al secondo (60 quadri, essendo l'immagine intrecciata e quindi ogni immagine formata dalla riunione di due quadri, uno corrispondente alle righe di posto dispari ed uno corrispondente alle righe di posto pari).

Nella fig. 134 è rappresentato schematicamente l'insieme del segnale trasmesso, comprendente i segnali visivi ed i segnali di sincronizzazione. In tale figura si è considerato il caso di una trasmissione negativa, cioè di una trasmissione in cui la potenza irradiata aumenta al diminuire dell'intensità luminosa dell'immagine. In tal modo la modulazione della portante ha la minima intensità in corrispondenza delle zone di massima illuminazione dell'immagine (massimo bianco). Tale sistema offre il vantaggio di semplificare notevolmente, rispetto al sistema di trasmissione positiva, i circuiti di regolazione automatica della sensibilità; inoltre esso consente una migliore riproduzione dell'immagine trasmessa, dato che i segnali visivi vengono limitati in corrispondenza del tratto iniziale, più prossimo alla linearità, della caratteristica di modulazione, mentre il tratto superiore, corrispondente ai segnali di massima intensità, viene utilizzato unicamente per la trasmissione dei segnali di sincronizzazione, per i quali interessa unicamente la perfetta localizzazione nel tempo, ma non interessa in alcun modo la conservazione esatta della forma.

2550 *Fig. 134. Segnale televisivo tipico secondo l'unificazione americana.*

Ordinariamente si è trovato conveniente di utilizzare non più del 20 per cento e non più del 25 per cento della totale ampiezza di segnale disponibile per la trasmissione dei segnali di sincronizzazione. In altre parole alle zone bianche dell'immagine corrisponde un tratto del segnale in cui la modulazione ha ampiezza zero; alle zone nere, completamente scure, corrisponde un segnale con modulazione compresa tra il 75 e l'80%,

a seconda dei casi; il 100 per cento della modulazione si ha invece soltanto negli istanti in cui si trasmettono gli impulsi di sincronizzazione. Potrebbe sembrare che una tale distribuzione della ampiezza del segnale portasse a riservare alla sincronizzazione una zona troppo larga del totale intervallo di modulazione utilizzabile in un trasmettitore televisivo; ma si deve tener conto che, come ha dimostrato l'esperienza, è opportuno conservare una buona e sicura sincronizzazione tra il trasmettitore ed il ricevitore anche quando i segnali sono così deboli da fornire un'immagine assolutamente insoddisfacente.

La figura di per se stessa è sufficientemente chiara per non richiedere troppe parole di spiegazione. In essa sono riprodotti i segnali nella forma in cui si presentano nell'intervallo che va dalla fine della trasmissione di un quadro all'inizio della trasmissione del quadro successivo; le due linee A e B rappresentano due segnali, nelle condizioni specificate, corrispondenti a due quadri successivi. Si osserverà che, essendo la trasmissione eseguita con analisi intrecciata, i segnali di sincronizzazione orizzontale della riga inferiore risultano sfalsati rispetto a quelli della riga superiore.

All'estremo sinistro sono rappresentati i segnali delle ultime linee di analisi al piede dell'immagine; mentre a destra sono rappresentati i segnali delle prime linee di analisi alla testa dell'immagine. Al centro sono i segnali trasmessi durante il tempo di ritorno dal basso all'alto. Con H si è indicato l'intervallo di tempo occupato complessivamente nell'esplorazione di una riga orizzontale, compreso il tempo impiegato per il ritorno del fascio.

Alla fine di ogni riga viene trasmesso un « impulso di oscuramento orizzontale », cioè un breve segnale di intensità corrispondente al nero. In tal modo, poichè il segnale di oscuramento ha durata esattamente uguale al tempo impiegato dal fascio per tornare da destra a sinistra all'inizio della riga successiva, si ottiene che durante il ritorno l'intensità del fascio sia ridotta ad un valore per cui l'immagine rimane nera, e quindi il fascio stesso non lascia sullo schermo alcuna traccia di ritorno. Gli intervalli di tempo occupati dagli impulsi di oscuramento orizzontale sono molto brevi; nel caso di analisi con 441 linee e 30 immagini al secondo il tempo necessario ad esplorare una linea è di circa 75,5 microsecondi; conseguentemente per il segnale di oscuramento orizzontale restano disponibili 11,3 microsecondi, pari al 15 per cento del tempo totale H ora calcolato.

Durante il periodo di oscuramento orizzontale viene trasmesso il segnale di sincronizzazione orizzontale. Questo ha intensità tale da determinare una modulazione del trasmettitore nella regione del « più nero del nero », cioè porta la modulazione dal 75 od 80 per cento, quale corrisponde al segnale di oscuramento, al 100 per cento. Questo segnale di sincronizzazione viene separato dal resto del segnale con i metodi di cui parleremo in seguito ed utilizzato a comandare il generatore della tensione di esplorazione orizzontale, in modo che il movimento del fascio avvenga con la voluta cadenza e con la voluta fase, cioè abbia inizio e termine esattamente nello stesso istante tanto nel trasmettitore quanto nel ricevitore.

Alla fine dell'analisi di ogni quadro ha inizio il movimento di ritorno verso l'alto. Durante questo movimento di ritorno il segnale viene mantenuto all'intensità corrispondente alla massima oscurità λ (livello di nero). Pertanto il fascio elettronico del tubo a raggi catodici ricevente risulta interdetto (o ridotto ad avere un'intensità trascurabile) durante tutto il movimento di ritorno. Con questo accorgimento si impedisce che il fascio stesso tracci delle righe senza senso sullo schermo ,mentre eseguisce il rapido movimento verso l'inizio di un nuovo quadro, il che porterebbe ad ottenere immagini rigate in modo molto fastidioso. I segnali di oscuramento orizzontale e verticale hanno in sostanza per effetto di portare all'interdizione la griglia del tubo a raggi catodici, annullando così (o rendendo trascurabile) l'intensità del fascio elettronico.

Alla fine dell'esplorazione di un quadro vengono trasmessi i segnali di sincronizzazione verticale, che sono anch'essi segnali di intensità tale da portare la modulazione al livello massimo. Tali segnali hanno durata maggiore di quelli di sincronizzazione orizzontale (nella figura sono indicati con una durata pari a tre volte il tempo H impiegato per l'esplorazione di una riga). La maggior area da essi occupata, in confronto a quella occupata dai segnali orizzontali, è sufficiente a permettere di differenziarli dagli altri impulsi per mezzo di circuiti separatori adatti, di cui pure si discorrerà in seguito.

Si osservi che il segnale di oscuramento verticale dura dal 7 al 10 per cento del tempo totale di 1/60 di secondo necessario all'esplorazione completa di un quadro, cioè dura da 0,0011 a 0,0016 secondi, pari a circa 125 volte il tempo occupato da un segnale di oscuramento orizzontale. Ne deriva che durante il tempo di ritorno verticale il fascio sarebbe trascinato, se non fosse oscurato, a descrivere numerose linee orizzontali; in conseguenza non si può pensare di eliminare i segnali di sincronizzazione orizzontale durante il tempo di ritorno verticale, perchè, se così si facesse, si perderebbe il controllo del generatore della tensione di esplorazione orizzontale, il quale potrebbe perdere il passo. Per questa ragione impulsi di sincronizzazione orizzontale, o loro equivalenti, vengono trasmessi anche durante i periodi di oscuramento verticale, per quanto essi non siano necessari, durante tali periodi, per il funzionamento del sistema riproduttore delle immagini. Tali impulsi orizzontali sono poi trasmessi anche insieme agli impulsi di sincronizzazione verticale, per la stessa ragione prima esposta; ne segue che questi impulsi verticale risultano « dentellati » per consentire appunto la trasmissione degli impulsi orizzontali.

(Continua).

Il calcolo delle bobine per M. F.

dott. ing. D. PELLEGRINO (2552/3)

La congestione dei canali e le conseguenti esigenze di maggiori selettività, hanno costretto i tecnici a rivedere il problema della costruzione delle bobine per medie frequenze, allo scopo di migliorarne il fattore di merito che, com'è noto, influisce sulle perdite, quindi sull'amplificazione alla risonanza e sulla selettività (1).

Sono così sorte le bobine su nuclei di ferro polverizzato che, come vedremo, permettono di raggiungere elevati fattori di merito.

Infatti il fattore di merito:

$$Q = \frac{\omega L}{r}$$

essendo proporzionale all'induttanza, aumenta in ragione di questa a parità di r, cioè delle perdite. Avvolgendo le bobine su nuclei di ferro, aumentando la permeabilità del circuito magnetico, aumenta il flusso concatenato, quindi, a parità di spire, cioè di r, l'induttanza.

Con questo sistema s'introducono delle perdite addizionali per correnti parassite nel ferro, che non esistono nel caso delle bobine in aria; tuttavia polverizzando il ferro si riesce a contenere queste nuove perdite entro limiti trascurabili.

Le bobine su nucleo di ferro si sono affermate in tutti i campi, ma specialmente in quello delle costruzioni radiotecniche.

Questi motivi ci hanno indotto a tentarne il calcolo, nella speranza di offrire al tecnico formole semplici ed accessibili, quindi utili. Purtroppo la forma complessa del circuito magnetico di questi speciali tipi di bobine non permette di giungere a formole semplicissime; tuttavia la constatazione che poco è stato pubblicato in questo campo, ci fa sperare di aver fatto cosa utile ai tecnici in genere e particolarmente interessante per i cultori dei problemi radio.

Per ricavare le formole finali si è preferito, data l'accennata complessità dei circuiti magnetici, seguire il metodo generale, partendo dalla legge di Ohm applicata ai circuiti magnetici:

$$R \phi = 0{,}4 \pi N I \qquad [1]$$

In cui la riluttanza ed il flusso sono espressi in unità assolute, mentre la corrente è data in ampere.

Il secondo membro della formola [1] rappresenta la forza magneto - motrice (f. m. m.); il flusso e la riluttanza sono paragonabili rispettivamente alla corrente ed alla resistenza.

Al flusso, com'è noto, sono applicabili le leggi di Kirchoff; per la riluttanza invece valgono le proprietà fondamentali dei circuiti elettrici, e cioè:

1°) La riluttanza totale di un circuito magnetico costituito da elementi posti in serie fra loro è uguale alla somma aritmetica delle riluttanze parziali.

2°) La riluttanza totale di un circuito magnetico costituito da elementi paralleli fra loro è uguale all'inverso della somma aritmetica dei valori inversi delle riluttanze parziali.

Osservando che il coefficiente di autoinduzione di un circuito è il flusso che si concatena col medesimo quando questo è attraversato dalla corrente unitaria, si può scrivere in modo affatto generico:

$$N \phi = L I$$

Quindi:

$$R L = 0{,}4 \pi N^2 \qquad [2]$$

La formola [2] vale nel caso di un circuito magnetico semplice a sezione costante; nel caso di un circuito magnetico complesso la formola [2] vale ancora, tuttavia la R assume, come si è detto, il significato di riluttanza totale che, se il circuito è formato da più elementi posti in serie fra loro è uguale alla somma delle riluttanze parziali; quindi:

$$L = \frac{0{,}4 \pi N^2}{R_1 + R_2 + R_3 + \cdots} \qquad [3]$$

Nel caso di circuiti derivati si ha ovviamente:

$$L = 0{,}4 \pi N^2 \left[\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} + \cdots \right] \qquad [4]$$

Infine nel caso di un circuito magnetico a sezione variabile, il calcolo della riluttanza totale deve essere eseguito integrando quella di un tronco elementare. A tal uopo si ricorda che, essendo:

$$R = \frac{\lambda}{\mu S}$$

risulta:

$$d R = \frac{d \lambda}{\mu S} \qquad [5]$$

in cui $d \lambda$ è la lunghezza del tronco elementare in esame ed S la sezione generica.

Integrando si ha:

$$R = \frac{1}{\mu} \int \frac{d \lambda}{S} \qquad [6]$$

se come di solito avviene, il mezzo di cui si compone il circuito magnetico è omogeneo, quindi a permeabilità costante.

I nuclei sui quali sono avvolte le bobine per medie

(1) Vedasi: *Calcolo delle bobine per B. F.* - Ing. PELLEGRINO DONATO - « Radio Industria » n.i 50 e 51, 1938.

frequenze sono del tipo a mantello: esse risultano infatti dalla rotazione della sezione di un normale trasformatore a mantello intorno al proprio asse di simmetria *aa* (fig. 1).

Il circuito magnetico può essere considerato risultante dalla serie di cinque tronchi parziali, e cioè:

1°) Il cilindro di sezione A B C D e di riluttanza R_1.

2°) Il toro di sezione F E G H - I L M N e l'analogo inferiore, di riluttanza complessiva $2 R_2$.

3°) La corona cilindrica di sezione P Q R S - P' Q' R' S' e di riluttanza R_3.

4°) Il capitello di sezione A H E I M B e l'analogo inferiore, offrenti la riluttanza complessiva $2 R_4$.

5°) Infine la riluttanza della speciale figura risultante dalla rotazione del quadrilatero mistilineo P Q G F

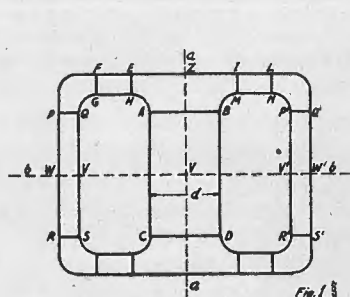
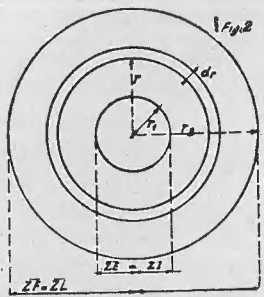



Fig. 1 Fig. 2

intorno all'asse di simmetria *aa*, e dell'analogo inferiore di riluttanza complessiva $2 R_4$. Questa riluttanza è assunta qui uguale a quella del menzionato capitello A H E I M B sia per semplicità di calcolo, sia perchè di valore assoluto piccolo nei confronti di quella degli altri tronchi.

La riluttanza totale del nucleo, trascurando in un calcolo di prima approssimazione quella del traferro, è quindi data da:

$$R_t = R_1 + 2 R_2 + R_3 + 4 R_4 \qquad [7]$$

CALCOLO DI R_1.

Il calcolo di R_1 è semplicissimo: infatti se d è il diametro ed h l'altezza della colonna centrale si ha:

$$R_1 = \frac{4h}{\pi \mu d^2} \qquad [8]$$

CALCOLO DI R_2.

Il calcolo della riluttanza del toro di sezione F E G H-I L M N deve eseguirsi integrando la riluttanza di un tronco elementare circolare di spessore $d r$ (fig. 2).

Chiamando r_1 il raggio interno $Z E = Z I$; r_2 il raggio esterno $Z F = Z L$; s lo spessore $E H = I M$; r il raggio generico, risulta per la superficie generica la seguente espressione:

$$S = 2 \pi r s$$

Quindi la riluttanza di un tronco elementare di lunghezza $d r$ è data da:

$$d R_2 = \frac{d r}{2 \pi r s \mu}$$

Integrando fra r_1 ed r_2, essendo s costante, si ha:

$$R_2 = \frac{1}{2 \pi s \mu} \, lg \frac{r_2}{r_1} \qquad [9]$$

CALCOLO DI R_3.

Anche il calcolo della riluttanza del mantello esterno, ovvero della corona cilindrica avente per raggio esterno $U W = U W'$; per raggio interno $U V = UV'$ e per altezza $P R = P' R'$ è immediato.

Chiamando anche qui r_1 ed r_2 rispettivamente il raggio interno e quello esterno; h l'altezza, risulta per l'area della sezione retta la seguente espressione:

$$S = \pi \, [r_2^2 - r_1^2]$$

E per la riluttanza la seguente espressione:

$$R_3 = \frac{h}{\pi \, [r_2^2 - r_1^2] \, \mu} \qquad [10]$$

CALCOLO DI R_4.

Il calcolo dei quattro raccordi è molto complesso, data la loro particolare forma.

Riferendoci alla fig. 3 e supponendo trascurabile la permeanza degli spigoli, se vi sono; supponendo cioè che le linee di forza seguano un percorso circolare, se o è il centro della sagoma interna $C D$ e di quella esterna $B A$, le linee di forza si troveranno su delle circonferenze aventi per centro o; quindi saranno perpendicolari ai raggi uscenti da o.

Conducendo da O due raggi vicinissimi $O N M$ ed $O N' M'$ e considerando che il nucleo è ottenuto dalla rotazione della sezione disegnata in figura intorno all'asse di simmetria *aa*, si conclude che i segmenti $M N$ ed $M' N'$ descrivono due sezioni rette. Due sezioni, cioè, per le quali le linee di forza risultano in ogni punto

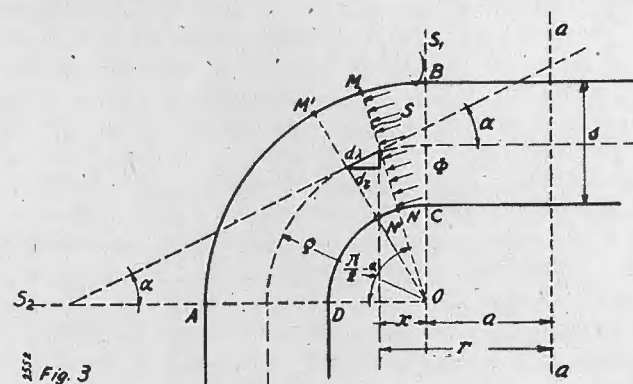



Fig. 3

perpendicolari alle medesime; quindi due sezioni trasversali generiche.

Considerando il solido ottenuto dalla rotazione rigida del trapezio elementare $M N M' N'$ intorno all'asse *aa* della bobina e integrando la sua riluttanza elementare, dovrà ottenersi quella totale.

Indicando con r la distanza del punto medio generico dall'asse di rotazione e con

$$s = M N = M' N'$$

lo spessore, risulta per l'area generata dalla rotazione

del segmento $M N$ intorno all'asse di rotazione $a a$, la seguente espressione:

$$S = 2 \pi r s$$

La riluttanza del tronco elementare $M N M' N'$ è data quindi da:

$$d R_4 = \frac{d \lambda}{2 \pi r s \mu}$$

in cui $d \lambda$ è l'altezza elementare relativa al punto medio.

Poichè dalle notazioni della figura risulta:

$$r = x + a$$

differenziando si ha:

$$d r = d x = \cos \alpha \, . \, d \lambda$$

Quindi si ha per la riluttanza elementare la seguente relazione:

$$d R_4 = \frac{d x}{2 \pi \mu s \, (x + a) \cos \alpha}$$

Chiamando ρ il raggio medio si ha:

$$x = \rho \, sen \, \alpha$$
$$d x = \rho \cos \alpha \, d \alpha$$
$$d R_4 = \frac{\rho \, d \alpha}{2 \pi \mu s \, (a + s \, sen \, \alpha)}$$

Ponendo:

$$\frac{\rho}{a} = z$$

e raccogliendo tutti i termini costanti, si ha:

$$R_4 = \frac{m}{2 \pi \mu s} \int_0^{\pi/4} \frac{d \alpha}{1 + m \, sen \, \alpha}$$

Per risolvere l'integrale indefinito:

$$I = \int \frac{d \alpha}{1 + m \, sen \, \alpha}$$

bisogna distinguere e trattare separatamente i tre seguenti casi, e cioè:

1°) $m > 1$
2°) $m < 1$
3°) $m = 1$

Per esprimere l'integrale in termini razionali si opera la seguente trasformazione di variabili:

$$tg \frac{\alpha}{2} = z$$

dalla quale ovviamente si hanno le seguenti semplicissime relazioni:

$$sen^2 \frac{\alpha}{2} = \frac{z^2}{1 + z^2}$$

$$cos^2 \frac{\alpha}{2} = \frac{1}{1 + z^2}$$

$$sen \, \alpha = \frac{2 z}{1 + z^2}$$

$$cos \, \alpha = \frac{1 - z^2}{(1 + z^2)^2}$$

In definitiva l'integrale proposto diventa:

$$I = 2 \int \frac{d z}{1 + 2 m z + z^2} \qquad [11]$$

I° Caso.

Nel caso in cui $m > 1$, il trinomio che compare al denominatore può scomporsi nel prodotto di due binomi.

Chiamando infatti α_1 ed α_2 le radici dell'equazione:

$$1 + 2 m z + z^2 = 0 \qquad [12]$$

è facile verificare l'esattezza dell'identità:

$$1 + 2 m z + z^2 = (z - \alpha_1) \, (z - \alpha_2)$$

ovvero:

$$1 + 2 m z + z^2 = [z + m + \sqrt{m^2 - 1}]$$
$$[z + m - \sqrt{m^2 - 1}]$$

$$I = 2 \int \frac{d z}{(z + m + \sqrt{m^2 - 1}) \, (z + m - \sqrt{m^2 - 1})}$$

Moltiplicando numeratore e denominatore per:

$$[z + m + \sqrt{m^2 - 1}] \sqrt{m^2 - 1}$$

si ha;

$$I = \frac{1}{\sqrt{m^2 - 1}} \int \frac{\dfrac{(z + m + \sqrt{m^2 - 1}) - (z + m - \sqrt{m^2 - 1})}{(z + m + \sqrt{m^2 - 1})^2}}{\dfrac{z + m - \sqrt{m^2 - 1}}{z + m - \sqrt{m^2 - 1}}} \, d z$$

Essendo in questa espressione il numeratore la derivata del denominatore, l'integrale è logaritmico, quindi si ha:

$$I_1 = \frac{1}{\sqrt{m^2 - 1}} \, lg \frac{z + m - \sqrt{m^2 - 1}}{z + m + \sqrt{m^2 - 1}} \qquad [13]$$

Esprimendo l'integrale in termini finiti si ha la seguente espressione:

$$I_1 = \frac{1}{\sqrt{m^2 - 1}} \, lg \frac{(m + \sqrt{m^2 - 1}) \, tg \, \pi/8 + 1}{(m - \sqrt{m^2 - 1}) \, tg \, \pi/8 - 1} \qquad [14]$$

$$R_4 = \frac{m}{2 \pi \mu s} \, I_1 \qquad [15]$$

II° Caso.

Nel caso in cui $m < 1$, le radici α_1 ed α_2 dell'equazione (12 non sono reali, quindi la formola [14] risulta priva di significato.

Si operi allora la seguente trasformazione di variabili:

$$z = y - m$$

Ciò premesso si ha successivamente:

$$d z = d y$$

$$1 + 2 m z + z^2 = (1 - m^2) + y^2$$

$$I_2 = 2 \int \frac{d y}{(1 + m^2) + y^2}$$

Con la seguente, successiva trasformazione di variabili si ha:

$$t = \frac{y}{\sqrt{1 - m^2}}$$

$$d y = \sqrt{1 - m^2} . d t$$

$$I = \frac{2}{\sqrt{1 - m^2}} \int \frac{d t}{1 + t^2}$$

Ponendo infine $t = tg\, \beta$ si ha successivamente:

$$d t = \frac{d \beta}{cos^2 \beta}$$

$$1 + t^2 = \frac{1}{cos^2 \beta}$$

$$I_2 = \frac{2 \beta}{\sqrt{1 - m^2}} \qquad [16]$$

Operando le trasformazioni inverse e ponendo l'integrale [16] sotto forma finita, si ha:

$$I_2 = \frac{2}{\sqrt{1 - m^2}} \left[arc . tg \frac{m + tg\, \pi/8}{1 - m^2} - arc . tg \frac{m}{\sqrt{1 - m^2}} \right] \qquad [17]$$

$$R_4 = \frac{m}{2 \pi \mu s} I_2 \qquad [18]$$

III° Caso.

Nel caso particolare in cui $m = 1$, operando la seguente trasformazione di variabili:

$$1 + z = cos\, \beta$$

si ha:

$$d z = - sen\, \beta . d \beta$$

che sostituita nella formola [11] dà luogo al seguente integrale indefinito:

$$I_3 = \frac{-2}{cos\, \beta}$$

Operando come al solito le trasformazioni inverse e ponendo l'integrale risultante sotto forma finita, si ha finalmente:

$$I_3 = 2 \left[1 - \frac{1}{1 + tg\, \pi/8} \right] \qquad [19]$$

Infine:

$$R_4 = \frac{m}{2 \pi \mu s} I_4 \qquad [20]$$

Le formole [15], [18] e [20] risolvono rispettivamente il problema nei tre casi particolari considerati; in ogni caso la riluttanza totale è ottenuta mediante la formola [7] e l'induttanza con la formola [3].

Come si è accennato la riluttanza del traferro è stata qui trascurata; volendo tenerne conto si può aggiungere con buona approssimazione 1 mm all'altezza h che compare nella formola [8] e nella formola [10]. Così facendo si è supposto che il traferro sia 0,1 mm e la permeabilità 10; questi valori corrispondono abbastanza bene ai casi pratici.

Dr. Ing. PELLEGRINO DONATO.

Gli ultrasuoni

ing. M. DELLA ROCCA (2541/15)

PREMESSA.

Le prime prove conclusive e le prime applicazioni degli ultrasuoni datano dalla guerra 1914-18. Si trattava allora dei primi sviluppi della segnalazione subacquea applicata alla guerra ed è facile comprendere come se ne parlasse il meno possibile, per lo meno durante il periodo della guerra. Quindi tutte le osservazioni, che erano rare e disperse, sono state a noi trasmesse per sentito dire, senza comunicazioni ufficiali, che potrebbero fare da atto di nascita a questa importante branca della fisica delle onde elastiche, che ha poi avuto uno sviluppo considerevole.

A quell'epoca nei due campi opposti si lavorava sugli ultrasuoni non certo per amore di scienza, ma per i bisogni sempre più impellenti della tattica. I primi dati sicuri sono quelli contenuti nella comunicazione del direttore della « *Signal Gesellschaft* » di Kiel, Dr. M. VON M. HAHNEMANN, *Umschau*, XXVI (n° 28, 1922) e nel volumetto « *Unterwasserschallsignale* » edito dalla stessa casa.

Gli stabilimenti della *Signalgesellschaft* sembra siano stati i primi a mettere a punto ed in servizio regolare delle emittenti-riceventi ad onde piane ultrasonore. Sembra però che la frequenza utilizzata fosse assai bassa, dato che il loro principio si basava su di una membrana ferromagnetica azionata dalla corrente modulata di un piccolo generatore.

E' oramai accertato che alla battaglia navale dello Jutland, la quasi totalità delle navi da guerra della flotta tedesca erano equipaggiati con stazioni di tal tipo, che davano alla flotta stessa un vantaggio tattico inestimabile, giacchè esse permettevano, alle navi, di mantenere la formazione non solo, ma anche di riconoscersi a distanza senza bisogno di accendere i segnali ottici ordinarii, come era in uso nella flotta inglese.

Oltre a ciò si trova ancora nella *collezione bleu di Payot* (Parigi) un rendiconto relativo all'operato di due sottomarini che passavano le loro notti nel Baltico in immersione a forte distanza l'uno dall'altro ed i rispettivi comandanti si trasmettevano segnali ed osservazioni. Già a quell'epoca (1915-16) i sottomarini, considerati sempre come unità isolate, potevano operare di conserva grazie all'ausilio delle onde elastiche.

Gli ultrasuoni sono stati applicati per primo allo scandaglio ed alle comunicazioni sottomarine, poi alla ricerca dei relitti ed infine all'idrografia. I tecnici incaricati delle ricerche a quell'epoca avevano già constatato qualche effetto speciale, quale il sollevamento dei liquidi in superfice per la pressione di radiazione, la cavitazione e messa in libertà dei gas decomposti, la distruzione di animali acquatici, ecc. Ma solo nel 1927-28 si ebbero le prime osservazioni sistematiche ed allo scoppio della guerra attuale molti laboratorii si occupavano dello studio degli ultrasuoni di ampiezza e frequenza differente ed esistevano già numerose ditte che si occupavano della produzione in serie di apparati utilizzanti questi principii.

Si può affermare senza tema di smentite che si tratta di un mezzo d'azione potentissimo sia dal punto di vista fisico che da quello chimico e biologico.

Si conta a tal proposito tutta una serie di fenomeni, spesso meravigliosi, che non cessa di svilupparsi. Noi ci proponiamo di passarli brevemente in rassegna.

GENERALITA'.

Si chiamano ultrasuoni le vibrazioni elastiche di frequenza superiore al limite di udibilità. Questo limite, ricavato dalla legge Weber-Flechner, è posto intorno ai 20 kHz ma ha soltanto un senso fisiologico e non corrisponde a realtà fisica. L'esperienza dimostra che nel campo dei suoni di alta frequenza ancora udibili una sorgente piana emette onde sonore dirette (ad es. un disco che vibra secondo il suo spessore); l'angolo del fascio irradiato è tanto più piccolo quanto minore è la lunghezza d'onda λ del suono e quanto maggiore è il diametro d del generatore. Fino a quanto $\lambda \leqq d$, si ha approssimativamente: $sen\, \delta = 1{,}22\, \lambda\, d$, dove δ è l'angolo di apertura del fascio sonoro.

In generale sono molto più noti i risultati conseguiti dagli ultrasuoni di bassa frequenza e ciò a causa del grande sviluppo preso dagli scandagli e dalle comunicazioni subacquee, mentre invece sono interessantissime le ricerche e le esperienze effettuate nel campo delle onde ultrasonore di media ed alta frequenza. Sembra strano, ma negli ultrasuoni fino ad oggi non si è fatta distinzione netta fra frequenze più o meno elevate, analogamente a quanto si è sempre fatto nel campo delle onde elettromagnetiche; a tal proposito il Prof. A. GIACOMINI (*Alta Frequenza*, VII, 10, 1938) proponeva una classificazione così concepita:

ultrasuoni di bassa frequenza da 2×10^4 a 10^5 Hz
» » media » » 10^5 » 10^6 »
» » alta » » 10^6 » 10^7 »
» » altissima » » 10^7 » 10^8 » o più.

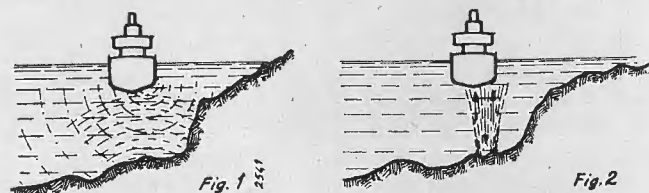
Per frequenze elevate ed elevatissime l'emissione di un'onda piana o quasi piana può essere realizzata agevolmente ed è questa una delle ragioni pr cui gli ultrasuoni sono diventati strumento prezioso del tecnico e del ricercatore. Si aggiunga il fatto che nel fascio ultrasonoro la densità dell'energia non diminuisce che assai lentamente di mano in mano che ci si allontana dalla sorgente, e si vedrà che si ha agio di operare con energie vibratorie notevoli senza dover ricorrere a dispositivi supplementari.

Questa intensità, misurata alla superficie della sorgente, è 10.000 volte maggiore delle più grandi intensità sonore conosciute e si può raggiungere agevolmente una potenza di 10 watt/cm². Potenza rilevantissima se si tien conto che l'onda sonora provocata da un cannone di medio calibro ha una intensità dell'ordine di 10^{-3} watt/cm².

I GENERATORI ULTRASONORI.

Allo stato attuale della tecnica esistono varii tipi di generatori di ultrasuoni. Si sono costruiti generatori a magnetostrizione fino a 90 kHz, aventi però potenze insufficienti per alcune applicazioni, fra cui quelle biologiche; in questi tipi una barretta di materiale ferromagnetico a forte percentuale di *Ni* vien sottoposta all'azione di un campo magnetico alternato che provoca compressioni e dilatazioni periodiche nella barra, che per tal fatto è costretta a vibrazioni longitudinali. Sono stati sperimentati generatori a corrente d'aria del tipo *Hartmann* (*J. Hartmann* - *Phil. Mag.*, 1931, VII), che sfruttano le vibrazioni indotte da oscillazioni di pressione lungo una corrente d'aria di velocità opportuna, ed infine ne esistono a cristallo piezo elettrico (quarzo). Quest'ultimi sono quelli più diffusi in tutti i campi di applicazione perchè permettono di ottenere vibrazioni elastiche di potenza rilevante e quindi atte a soddisfare tutte le esigenze del campo sperimentale e di applicazione.

Occorre ricordare oltre questi tipi noti e diffusi, anche il generatore a lamina vibrante di *Fessendem* capace di produrre onde elastiche di frequenza intorno ai 500 Hz (W. MITCHELL - *Wireless World*, 1925, XXIV) col quale la Marina Americana fece i primi

Fig. 1 Fig. 2

esperimenti riuscendo a scandagliare fondali di 6000 metri (H. HILL - *U. S. Naval Proc.*, 1928, LIV). E' da notare però che quest' ultimo tipo di apparecchio emette onde di propagazione sferica (fig. 1) e quindi è poco adatto alle esplorazioni su fondali irregolari, che rendono echi confusi e sovrapposti, ove invece trovano impiego più sicuro generatori di onde piane direttive in modo che la propagazione dell'onda diretta e riflessa non provochi confusione e sovrapposizioni (Fig. 2).

Non saremmo buoni cronisti se non accennassimo qui ai progenitori degli attuali generatori facendo menzione anche dell' apparato introdotto dal RICHARDSON nel 1912, che per primo propose l'impiego di onde ultraudibili per l' esplorazione sottomarina. L' apparato Richardson consisteva in una sirena idraulica posta nel fuoco di uno specchio parabolico, il principio era buono ma le prove pratiche non dettero risultato soddisfacente e l'apparato fu messo in disparte. Nel 1914 il CHILOWSKY creò un suo generatore sul tipo del Fessendem servendosi di una lamina vibrante messa a diretto contatto del mezzo. Per tale scopo egli pensò di utilizzare le piastre di un condensatore percorso da correnti ad alta frequenza, sfruttando le vibrazioni periodiche prodotte dall'attrazione delle lamine nel condensatore; queste vibrazioni dovevano essere trasmesse all'acqua a mezzo di una delle piastre, libera di muoversi a contatto del mezzo sotto l'influenza delle correnti agenti sulla capacità. Questo apparecchio presentò enormi difficoltà costruttive per il valore della potenza richiesta all'emissione e la eccessiva tensione da applicare alle piastre. Così anche questo sistema ebbe breve vita e fu presto messo in disparte. (M. L. F. RICHARDSON - *Brit. Patents* 9423 *e* 11125, 1912 - CHILOWSKY M. C. - *Brévet Français* 502913, 1918).

Per concludere su questo argomento diremo che i lavori del Langevin dissero la parola finale sui generatori per ultrasuoni e fecero adottare il generatore a quarzo che è oggi il più diffuso per quanto trovi un concorrente, non temibile, in quello a magnetostrizione.

CARATTERISICHE DELL' EMISSIONE.

Dato che la produzione di onde ultrasonore avviene in mezzi gazosi o liquidi, crediamo opportuno ricordare qui alcune nozioni fondamentali che serviranno a meglio farci seguire nel nostro studio.

1°) *Velocità di propagazione*. — La velocità di propagazione in un mezzo omogeneo ed isotropo di un'onda elastica è data dalla relazione: $c = \sqrt{\frac{\gamma}{\mu\,\rho}}$ dove $\gamma = C_p/C_v$ è il rapporto fra il calore specifico a pressione costante e quello a volume costante, μ il coefficiente di comprimibilità del mezzo e ρ la sua densità.

Nell'aria, considerata alla pressione normale ed alla temperatura di 15° C, essendo:

$$\gamma = 1{,}41$$
$$\mu = 9{,}69 \cdot 10^{-5}\ \mathrm{m^2/kg}$$
$$\rho = 0{,}122\ \mathrm{kg \cdot sec^2/m^4}$$

avremo $c = 344$ m/sec. Nel caso dell'acqua marina essendo γ in pratica uguale all'unità e prendendo come valori di μ e ρ quelli medii dei nostri mari, $\mu = 43{,}66 \cdot 10^{-10}$ m²/kg e $\rho = 102{,}6$ kg . sec²/m⁴ avremo che, indipendentemente dalla frequenza, la velocità di propagazione sarà di m/sec 1497. Il valore di c non è costante ed è quindi dato a puro titolo informativo, esso varia con la temperatura, con la salinità e la pressione, che modificano le costanti dell'acqua di punto in punto.

2°) *Assorbimento del mezzo*. — I fenomeni di assorbimento e dissipazione progressiva di energia che si verificano per le onde elettromagnetiche si riscontrano anche per le onde elastiche. Nell'acqua l'assorbimento è trascurabile nel mentre nell'aria assume valori notevoli. Il fenomeno di assorbimento segue una legge esponenziale della forma $a = A\,e^{-\alpha x}$, ove a è l' ampiezza dell' oscillazione misurata alla distanza x dall'origine, A l'ampiezza di inizio, α il coefficiente di assorbimento ed e la costante di Nepero $= 2{,}7183$. (P. BIQUARD - *Comp. Rend. Acad. Sci. Paris*, 1931, *Bd* 193 - *Adsorption des ondes ultra-sonores par l'eau*. - Loc. cit. 1933, *Bd* 197 - *Coefficient d'adsorption de ultra-sons par differents liquides*).

Il coefficiente α può esprimersi con la relazione:

$$\alpha = \frac{4\pi^2 f^2}{\rho\, c^3} \left[\frac{4\eta}{3} + (\gamma - 1)\frac{k}{C_p} \right]$$

ove ρ rappresenta la densità del mezzo, c la velocità di propagazione, η il coefficiente di viscosità del mezzo, f la frequenza di oscillazione, k il coefficiente termico, γ il rapporto dei calori specifici, C_p il calore specifico a pressione costante.

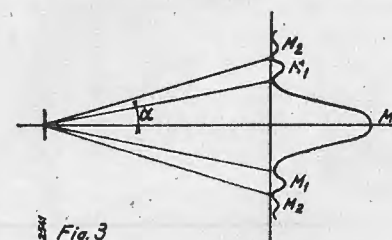
Tale coefficiente è direttamente proporzionale al quadrato della frequenza di oscillazione.

L' inverso del coefficiente di assorbimento α è il coefficiente di penetrazione β, che rappresenta la distanza alla quale l'ampiezza di oscillazione iniziale si riduce al rapporto $1/e$ e di conseguenza l'energia col

rapporto $1/e^2$. Esiste un limite massimo di frequenza oltre il quale l'energia viene assorbita dal mezzo e l'onda elastica non si propaga a distanza sufficiente; tale limite vien segnalato dal Prof. E. PAOLINI (*Alta Frequenza*, 1932, I) intorno al valore di $f = 100$ kHz, per il quale si ha $\beta = 5$ km ~. Nel mezzo aria questo coefficiente è circa 1000 volte più piccolo e la soglia superiore di frequenza scende al disotto delle ultraudibili.

3°) *Diffrazione*. — L'energia sonora emessa da una sorgente qualsivoglia si concentra in una direzione determinata quando le dimensioni della sorgente stessa sono maggiori della lunghezza d'onda del suono che emette. (LORD RAYLEIGH - *Theory of Sound* - 1929, II). Nel caso contrario si produce un fenomeno di diffrazione e l'energia si disperde in tutte le direzioni.

Una sorgente ultrasonora circolare di diametro d la cui ampiezza di vibrazione sia uniforme su tutta la superficie vibrante dà origine ad una irradiazione che avrà la forma indicata in fig. 3, nella quale si notano: un massimo M nella direzione normale alla sorgente e due minimi nulli nella direzione che forma con la normale un angolo α tale che: $\mathrm{sen}\,\alpha = 1{,}2\ \lambda/d$, ed una successione di massimi M_1, M_2, ... separati da minimi nulli. L'esistenza dei massimi secondarii è importantissima dato che il loro valore è inferiore a quello prin-

Fig. 3

cipale e quindi si considera che il 90% dell' energia irradiata si concentri in un cono il cui angolo al vertice è di 2α. (ROSANI S. - *Alta Frequenza*, III, 1934).

IL PROIETTORE ULTRASONORO.

Abbiamo visto che una delle prime applicazioni dell'ultrasuono è stata quella dello scandaglio e delle comunicazioni sottomarine; per tali comunicazioni si è molto sfruttato l'effetto piezo elettrico del quarzo.

Questo effetto, caratteristico di parecchi cristalli, è troppo lungo per essere qui trattato ampiamene (1); la scelta cadde sul quarzo, per molteplici ragioni, non ostante vi fossero anche il cristallo di Rochelle e di tormalina che presentano l'istesso effetto, in quantità maggiore.

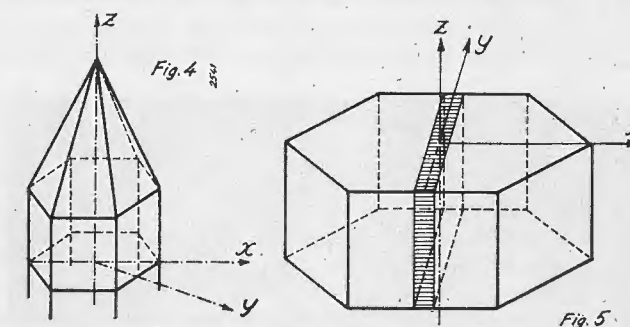
Il quarzo, silice cristallizzata, si presenta in natura sotto forma di grossi cristalli di forma prismatica a sezione esagonale, le cui basi terminano a piramide, di cui una aderisce alla cellula che lo ha nutrito. E' noto che l'asse passante per i due vertici terminali ha il nome di «*asse ottico*» e che le altre coppie di assi di ciascuna sezione retta, passanti per i vertici dell'esagono, prendono il nome di «*assi elettrici*» (fig. 4).

Tagliando dal cristallo una lastrina parallelepipeda, come indicato dalla fig. 5, si riscontreranno su di essa i noti fenomeni piezo elettrici;

(1) Chi volesse documentarsi maggiormente sui fenomeni piezo elettrici, potrà consultare l'opera dello stesso autore, «La piezo elettricità», Ed. Il Rostro, Milano, la cui seconda edizione è imminente. (*Nota dell'editore*).

a) comprimendo il cristallo perpendicolarmente all'asse elettrico, le due facce maggiori erogheranno elettricità in quantità proporzionale alla pressione esercitata;

b) rivestendo le due facce maggiori con opportuni elettrodi ed applicando ad essi una d.d.p. il quarzo si

Fig. 4 Fig. 5

dilaterà o contrarrà a secondo del senso e del valore della d.d.p.;

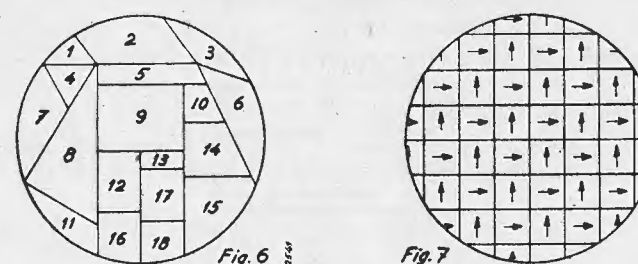
c) gli stessi fenomeni si verificano agendo sulle facce perpendicolari all'asse Y, nel mentre non si noterà effetto alcuno agendo sulle facce normali all'asse ottico.

Occorre notare che per ogni deformazione secondo l'asse Y corrisponde un'altra deformazione lungo l'asse X; nel caso specifico ciò è di somma importanza per la costruzione dei proiettori, perchè essendo le relazioni fra tensione e deformazione, secondo i diversi assi, legate ai valori del modulo di elasticità, a causa dell'anisotropia del cristallo, cambiando le facce su cui si agisce cambiano anche gli effetti ottenuti.

Ciò in principio aveva poca importanza, perchè si agiva su di un cristallo unico a forma di disco, la cui frequenza di risonanza era in funzione unicamente dello spessore del cristallo, dato che i cristalli non possono fornire un diametro maggiore di 50 ÷ 60 mm.

Se tanto era sufficiente ai primi passi, di questa importante applicazione, non fu più sufficiente quanto lo sviluppo e le esigenze della tecnica imposero modifiche sostanziali alla costituzione dell'elemento emittente. Fu allora che apparvero i primi «*sandwich*» composti da piastre di acciaio sulle quali erano incollate alcune lastrine di quarzo; dispozione che ha permesso di portare a valori soddisfacenti l'energia irradiata.

Fig. 6

Fig. 7

Nei primi sandwich costruiti non si teneva alcun conto dell'orientamento delle singole piastrine formanti il cosidetto «*mosaico*», quindi si aveva la disposizione indicata in fig. 6. Però questa composizione non fornì i risultati sperati, specie perchè il lavoro cui erano costrette le varie lastrine provocavano un cimento maggiore nel lavoro del mastice che le collega alla piastra metallica giungendo a volta fino allo scollamento.

Si pervenne allora alla forma indicata in fig. 7 che impiega lastrine quadrate, regolari disposte con le direzioni dell'asse Y alternativamente normali fra loro, in modo che lo sforzo è ripartito uniformemente sul mastice.

Abbiamo già detto che una deformazione tra due facce è sempre accompagnata da un'altra deformazione in senso contrario tra l'altre due; con l'accorgimento indicato si ha la compensazione dei diversi spostamenti

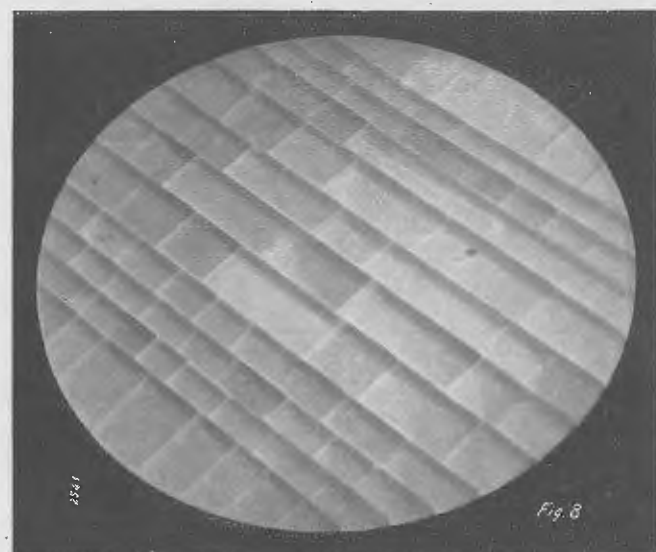
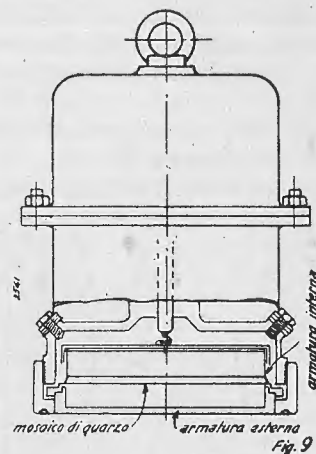



Fig. 8

in modo che tra i singoli cristalli non si hanno nè sforzi di punta, nè di trazione e tanto meno di taglio. Un mosaico così montato è illustrato nella fotografia di fig. 8, che rappresenta un mosaico da proiettore ultrasonoro della *S.C.A.M.* di Torino.

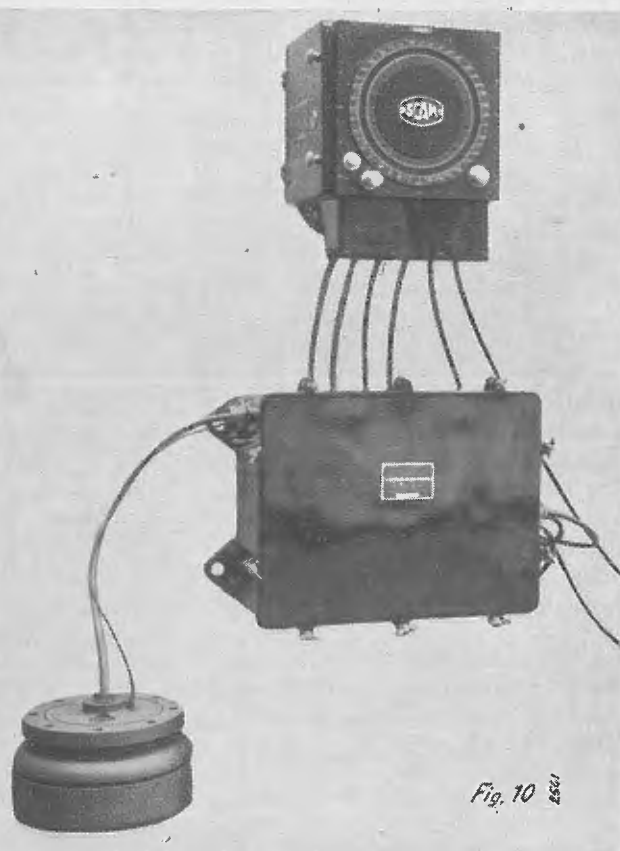
In conclusione il proiettore sonoro si compone come in fig. 9 di:

a) due robuste piastre di acciaio, armatura interna ed esterna, cui è incollato il mosaico di quarzo; *b*) una

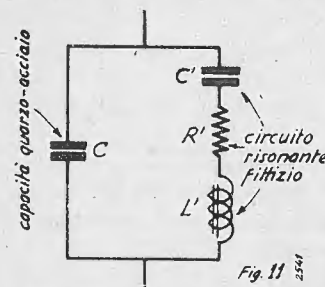
Fig. 9

robusta cassa metallica di cui una delle pareti, è formata da una faccia, del sandwich recante il mosaico, e che va a diretto contatto con l'acqua; tra il metallo del sandwich e quello di tutta la scatola vi è una differenza notevole di spessore in modo da favorire le vibrazioni della piastra. Il diametro utile del proiettore si aggira sui 22 cm. e lo spessore dei dischi d'acciaio del sandwich sui 30 mm, mentre quello del quarzo non oltrepassa in generale i $6 \div 7$ mm.

Nella fotografia di fig. 10, che illustra un'apparecchiatura completa da scandaglio subacqueo, si può vedere a sinistra il proiettore completo.

Dal punto di vista elettrico un proiettore sonoro può

Fig. 10

essere comparato ad un piezo oscillatore ed equivalente quindi ad un circuito elettrico formato da una capacità C (fig. 11), che rappresenta la capacità del condensatore cristallo acciaio, che reca in derivazione un circuito risonante fittizio costituito dalla resistenza R', dalla induttanza L' e la capacità C', tali che $4 \pi^2 f^2 L' C' = 1$ se f è la frequenza di risonanza meccanica del proiettore.

Quando il proiettore viene eccitato sulla sua frequenza di risonanza il circuito si riduce ad una resi-

Fig. 11

stenza pura il cui valore è di somma importanza perchè il rapporto V^2/R', ove V è la tensione applicata, rappresenta la potenza elettrica effettiva trasformata in oscillatoria; ed inoltre la resistenza R' e la reattanza della capacità stabiliscono l'angolo di fase φ fra corrente di alimentazione e tensione applicata. (S. Rosani - loc. cit. e *S.C.A.M.*, Torino - *Monografia sui proiettori ultrasonori*).

(*Continua*).

Studio sugli amplificatori di tensione a bassa frequenza

Accoppiamento a resistenza-capacità

dott. ing. G. GAIANI (2546/14)

Si vuol mostrare in questo studio come l'amplificazione ottenuta da uno stadio amplificatore di tensione a bassa frequenza sia variabile al variare della frequenza dei segnali da amplificare e come questa banda sia più o meno estendibile mediante l'opportuno dimensionamento degli organi di accoppiamento.

Si intende per amplificazione dello stadio il rapporto $\frac{V''_g}{V'_g}$ tra il segnale amplificato V''_g applicabile all'entrata dello stadio successivo ed il segnale V'_g applicato all'entrata dello stadio amplificatore in esame.

Per il progetto di uno stadio amplificatore occorre determinare:

1°) la tensione massima di alimentazione per l'anodo;
2°) la banda di frequenza trasmessa;
3°) il tipo di tubo termoionico da impiegare;
4°) il valore della resistenza di accoppiamento, del condensatore di accoppiamento, della resistenza di griglia per la valvola successiva e delle capacità parassite.

Analizziamo punto per punto i suaccennati problemi:

1°) Tensione di alimentazione.

La scelta della tensione di alimentazione va effettuata in base all'amplificazione che si desidera ottenere. Il preciso suo valore può esser dedotto dalle caratteristiche anodiche o dalle caratteristiche mutue del tubo, eseguendo per mezzo di esse lo studio grafico dell'amplificazione.

2°) Banda di frequenza trasmessa.

La banda di frequenza trasmessa può variare da caso a caso. Si conviene che esiste la « pratica uniformità di amplificazione » entro una data banda di frequenza se alle frequenze limiti l'amplificazione non si riduce oltre $1/\sqrt{2}$ del valore massimo assunto per le frequenze intermedie.

3°) Tubo termoionico.

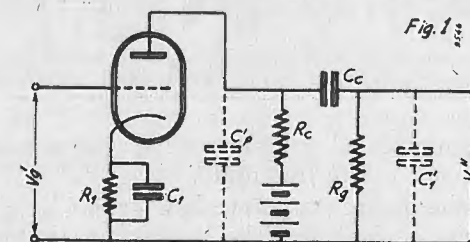
Per l'amplificazione di tensione vengono generalmente impiegati dei pentodi a μ costante, del tipo di quelli impiegati per l'amplificazione in A. F. In condizioni speciali si possono usare anche triodi ad alto coefficiente di amplificazione sebbene generalmente i pentodi abbiano miglior comportamento.

Circa l'amplificazione ottenibile i dati tecnici forniti dalle case costruttrici possono servire d'orientamento per la scelta del tubo appropriato.

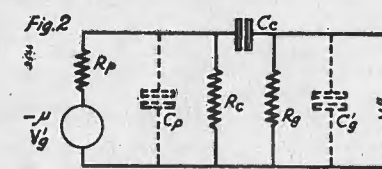
Per determinazioni più precise si può procedere sia con calcoli elettrici mediante la conoscenza dello schema elettrico equivalente dello stadio amplificatore, sia con calcoli grafici a mezzo delle caratteristiche anodiche o mutue del tubo impiegato.

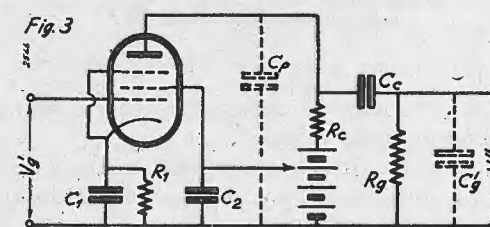
4°) Resistenza di accoppiamento, condensatore di accoppiamento, resistenza di griglia, capacità parassite.

Per poter determinare i valori precisi della resistenza e del condensatore di accoppiamento, nonchè della resistenza di griglia della valvola successiva, è neces-

sario analizzare il comportamento di uno stadio amplificatore al variare della frequenza del segnale da amplificare.

Faremo distinzione tra il caso di impiego di un triodo e quello di un pentodo.

Il circuito di uno stadio amplificatore a triodo si presenta in fig. 1, ove:

R_1 = resistenza catodica per la polarizzazione di griglia
C_1 = condensatore « passa basso »

C'_p = capacità interna placca-catodo del tubo
R_c = resistenza anodica di carico
C_c = condensatore di accoppiamento
R_g = resistenza di griglia del tubo successivo
C'_g = capacità interna griglia-catodo del tubo successivo.

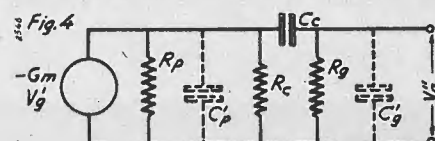
Se μ è il coefficiente di amplificazione del triodo ed R_p la sua resistenza interna il circuito può essere trasformato nello schema equivalente di fig. 2.

Si potrebbe pure ridurre il triodo ad un generatore di corrente, dati però i valori di R_p relativamente bassi è più conveniente il generatore di tensione.

Nel caso del pentodo si può adottare lo schema di fig. 3 ove:

C_g = condensatore « bassa basso ».

ed il resto è già noto.

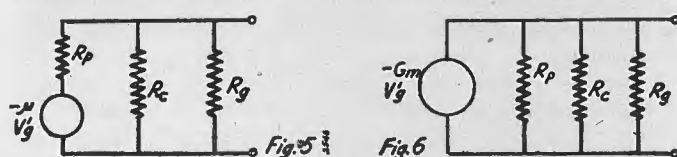
Se si indica con G_m la conduttanza mutua del tubo il circuito sopra considerato può essere trasformato nel-

lo schema equivalente di fig. 4, ove si vede che il pentodo è sostituito da un generatore di corrente. Simile trasformazione è utile in quanto che R_p risulta generalmente molto grande.

Per lo studio del comportamento dei sopradescritti stadi amplificatori al variare della frequenza distingueremo tre casi:

A) Amplificazione per le frequenze medie della banda.

Il condensatore C_c dovrà avere reattanza talmente bassa da poter essere trascurato.

Si possono inoltre trascurare le C'_p e le C'_g.

Il circuito equivalente dello stadio amplificatore impiegante il triodo si riduce allo schema di fig. 5.

L'amplificazione perciò risulta:

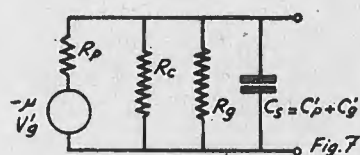
$$A = \frac{V''_g}{V'_g} = \mu \frac{R_L}{R_L + R_p}$$

ove:

$$R_L = \frac{R_c \times R_g}{R_c + R_g}$$

Nel caso del pentodo il circuito equivalente risulta dalla fig. 6.

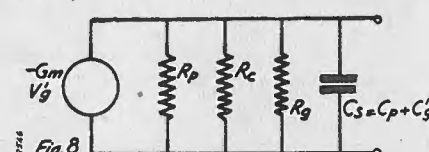
L'amplificazione $A = G_m \times R_{eq}$ ove $R_{eq} = \dfrac{R_L \times R_p}{R_L + R_p} =$

$$= \frac{R_c \times R_p \times R_g}{R_c R_g + R_c R_g + R_g R_p} = \frac{R_c}{1 + \frac{R_c}{R_g} \frac{R_c}{R_p}}$$

B) Amplificazione alle alte frequenze.

Alle alte frequenze è necessario tener conto delle capacità interne delle valvole C'_p e C'_g.

Ne deriva che i circuiti equivalenti si modificano in quelli di fig. 6 e fig. 7; ove le capacità sono conglobate in un unico condensatore C_s.

La capacità C_s presenta una reattanza $\dfrac{1}{\omega C_s}$, decrescente con la frequenza, perciò per le frequenze molto elevate essa può risultare dello stesso ordine di grandezza del carico anodico complessivo, riducendo così l'amplificazione dello stadio.

Infatti essa si presenta nei circuiti equivalenti in parallelo od in serie al carico complessivo anodico (fig. 8 e fig. 9).

Di conseguenza l'amplificazione viene ridotta nel rapporto dato dall'espressione:

$$\frac{\text{Amplificazione alle alte frequenze}}{\text{Amplificazione alle frequenze medie}} = \frac{1}{\sqrt{1 + R_{eq}/X_s}}$$

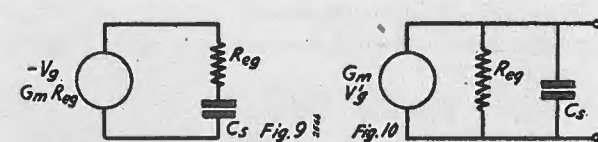
ove

$X_s = 1/2 \pi f C_s$

R_{eq} = resistenza formata dalla resistenza interna del tubo, da quella di accoppiamento e da quella di griglia in parallelo.

Quando $R_{eq} = X_s$ l'amplificazione si riduce di $1/\sqrt{2}$.

Ciò si ottiene quando la pulsazione ω di lavoro è eguale alla pulsazione intrinseca del complesso $R_{eq} C_s$. Infatti:

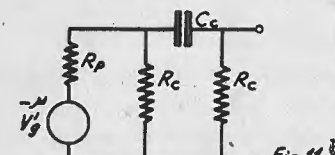
$$R_{eq}/X_s = R_{eq} \omega C_s = \omega/1/R_{eq} C_s = 1$$

C) Amplificazione alle basse frequenze.

Mentre per le basse frequenze la capacità C_s assume una reattanza del tutto trascurabile, la capacità C_c presenta una forte reattanza.

Ne deriva che i circuiti equivalenti si presentano come in fig. 10 e fig. 11.

E' evidente che la V''_g abbia a presentare una diminuzione rispetto al valore ottenuto per le frequenze medie della banda trasmessa.

Si trova che l'amplificazione viene ridotta nel rapporto dato dall'espressione:

$$\frac{\text{Amplificazione alle basse frequenze}}{\text{Amplificazione alle medie frequenze}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (X_c/R)^2}}$$

ove

$X_c = 1/2 \pi f C_c$

$$R = R_g + \frac{R_c R_p}{R_c + R_p} = R_g + \frac{R_c}{1 + \frac{R_c}{R_p}} = \text{resistenza}$$

formata dalla resistenza di griglia posta in serie al parallelo della resistenza interna del tubo e di quella di accoppiamento.

Quando $X_c = R$ l'amplificazione si riduce a $\dfrac{1}{\sqrt{2}}$.

Ciò si ottiene quando la pulsazione di lavoro ω è eguale alla pulsazione intrinseca del complesso formato da R e C_c.

Mediante le tre espressioni, sopra riportate, riguardanti l'amplificazione nelle frequenze medie, alte e basse della banda trasmessa è possibile disegnare la curva di frequenza complessiva di un amplificatore a resistenza-capacità.

Criteri di scelta dei valori adottabili per R_c, R_1, C_1, R_g, C_c, C_s

La scelta della resistenza di accoppiamento R_c deve esser fatta in base al criterio di ottenere dal tubo amplificatore il massimo possibile di amplificazione, sempre restando nei limiti consentiti della percentuale di distorsione.

Nel caso dei triodi il valore di R_c dipende dal valore del coefficiente di amplificazione del tubo.

Con pentodi si fa in modo che alla placca sia applicato circa il 25 o 50% della tensione disponibile.

Solitamente la R_c può variare da 0,1 MΩ a 0,5 MΩ.

La griglia deve essere sufficientemente negativa in modo da evitare circolazione di corrente di griglia.

Il suo valore preciso può essere determinato in base alle caratteristiche delle valvole.

Di solito con triodi si hanno polarizzazioni variabili da —1,3 volt a —1,5 volt, con pentodi da —2 a —3 volt.

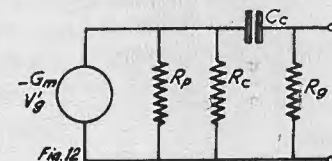
La polarizzazione è ottenuta mediante R_1 sfruttando la caduta di tensione provocata ai suoi capi dalla circolazione della corrente totale del tubo.

Il condensatore C_1 ha la funzione di « passa basso ».

I valori di R_g e C_c saranno scelti in base al responso desiderato alle basse frequenze.

Si è visto che tanto più piccolo è X_c/R (il che equivale al prodotto $R C_c$ più grande possibile) tanto migliore è il responso alle basse frequenze.

Esistono ora infinite combinazioni R e C_c.

R può esser fatto il più grande possibile, il suo valore è solo limitato dalle esigenze del circuito d'entrata

del tubo seguente, il quale con valori di R_g troppo elevati risulterebbe praticamente aperto.

Il valore di C_c sarà limitato dal fatto che una capacità troppo alta può permettere accoppiamenti fra i vari stadi amplificatori con conseguente reazione.

Inoltre C_c deve avere una resistenza di perdita la più bassa possibile: infatti può capitare che per resistenze di perdite non trascurabili la tensione anodica della prima valvola possa provocare una corrente nel circuito di griglia della seconda valvola determinandone in tal modo una polarizzazione positiva.

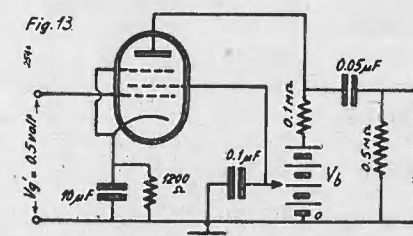
Il responso alle alte frequenze è determinato dai valori presentati dalle capacità parassite, nonchè dai valori di R_p, R_c, R_g

Se le capacità interne dei tubi sono limitate (C_s = 10-20 pF) le capacità parassite non influenzano affatto la banda passante B. F. sino alle alte frequenze udibili.

Se invece la banda trasmessa deve essere estesa oltre il limite udibile, il valore del complesso formato da R_p, R_c, R_g deve essere ridotto.

Infatti tanto più basso è il valore di $X_c/R = 1/\omega C R$ tanto più alta può essere la frequenza trasmessa.

Impiego delle caratteristiche anodiche per il calcolo dell'amplificazione.

Il calcolo viene eseguito per le frequenze medie della banda trasmessa.

Per queste frequenze il carico risulta praticamente ohmico ed è conglobato in un'unica resistenza $\dfrac{R_c \times R_L}{R_c + R_L}$

Questa resistenza viene sul grafico rappresentata da una retta detta « retta di carico ».

Potrà essere disegnata mediante le seguenti operazioni:

1°) Unire il punto sull'ascissa equivalente alla tensione della batteria con il punto sulle ordinate corrispondente al valore del rapporto $\dfrac{\text{Tensione batteria}}{R_c}$;

tale retta rappresenta la retta di carico nel caso esistesse solo R_c.

L'incontro di tale retta con la caratteristica corrispondente alla tensione base di griglia dà il punto di funzionamento a riposo del tubo.

2°) Far passare per tale punto la vera « retta di carico » corrispondente a $\left(\dfrac{R_c \times R_g}{R_c + R_g}\right)$ la cui inclinazione, tenendo in conto il diminuito valore del carico, è maggiore della retta precedente.

Praticamente dallo stesso punto sull'ascissa equivalente alla tensione della batteria si traccia una retta di carico corrispondente ad

$$\frac{R_c \times R_g}{R_c + R_g}$$

Per il punto di funzionamento a riposo si fa passare una retta parallela a quella sovra tracciata. Questa nuova retta è la retta di carico richiesta.

Ammesso un segnale variabile in griglia, conoscendo la retta di carico, è possibile determinare la relativa variazione di corrente anodica, nonchè la relativa variazione di tensione anodica.

Si ha così modo di conoscere l'amplificazione prodotta dallo stadio amplificatore.

E' inoltre possibile conoscere il limite massimo dell'amplificazione indistorta, il che avviene quando la retta di carico non tagli il tratto curvo delle caratteristiche.

Per l'amplificazione alle alte ed alle basse frequenze bisognerà portare le necessarie riduzioni secondo le formule dianzi riportate.

ESEMPIO D'IMPIEGO DELLE CARATTERISTICHE ANODICHE.

Sia da studiare uno stadio amplificatore con accoppiamento a resistenza-capacità, impiegando il tubo termoionico 6J7 G.

Lo schema del circuito appare in fig. 13 e la famiglia delle caratteristiche anodiche della valvola in esame in fig. 14.

Riportiamo alcuni dati di funzionamento consigliati dalla casa costruttrice F.I.V.R.E. e dimensioniamo gli elementi del circuito onde lavorare nelle stesse condizioni, che sottoelenchiamo:

tensione anodica	150 volt
» di griglia schermo	100 volt
» di griglia controllo	—3 volt
» di griglia di soppressione	unita al catodo
resistenza interna	~ 1 MΩ
corrente anodica	2 mA
» » di griglia schermo	0,5 mA

Per ottenere la polarizzazione negativa della griglia pari a — 3 volt impieghiamo una resistenza di 1200 Ω posta in serie al catodo, inserendo in derivazione con essa un condensatore elettrolitico di 10 μF.

Assumiamo per la resistenza anodica di carico R_c il valore di 100.000 Ω, per il condensatore di accoppiamento C_c il valore di 0,05 μF e per la resistenza di griglia del tubo seguente quello di 500.000 Ω.

La tensione di batteria necessaria a determinare una tensione di 150 volt all'anodo deve essere di 350 volt; la stessa batteria deve essere inoltre fornita di una presa intermedia a 100 volt per la polarizzazione della griglia schermo.

Per la valutazione dell'amplificazione ottenibile dallo stadio amplificatore prendiamo in considerazione la famiglia delle caratteristiche anodiche della 6 J 7 G. (vedi fig. 14).

Tracciamo anzitutto la retta di carico (retta a) riguardante la presenza della sola R_c.

Essendo R_c = 100.000 Ω essa unisce il punto in ascissa corrispondente a 350 volt al punto sull'asse delle ordinate corrispondente al valore di 3,5 mA

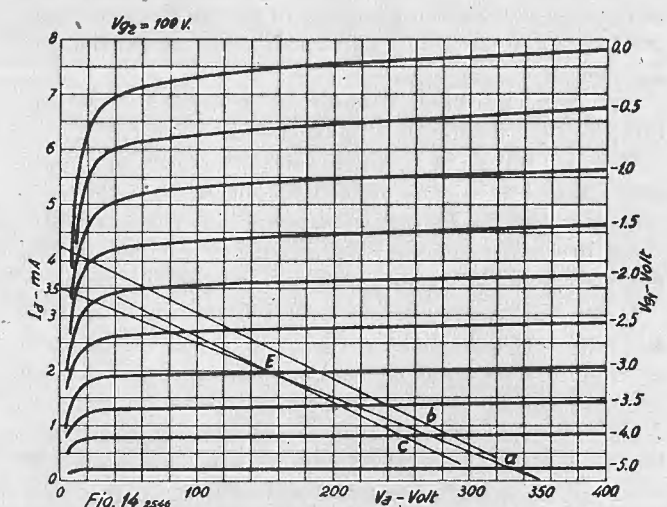
$$(= \frac{350 \text{ volt}}{100.000 \text{ Ohm}}).$$

Si può notare come il punto E d'intersezione di tale retta di carico con la caratteristica anodica tracciata per una tensione di griglia di — 3 volt dia il punto di funzionamento a riposo. Infatti la tensione applicata all'anodo e la corrispondente corrente anodica hanno valori eguali a quelli consigliati dalla Casa.

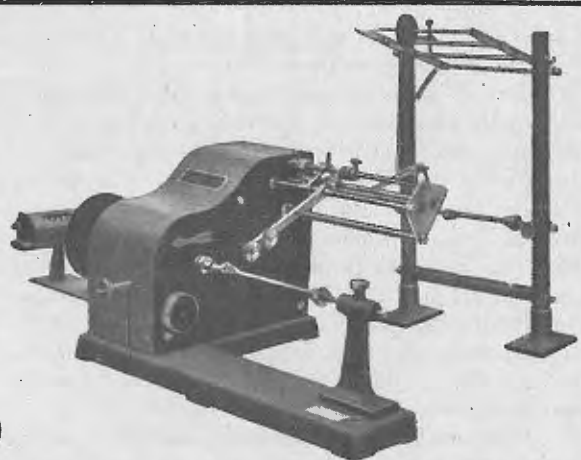
Sempre dal punto sull'ascissa pari a 350 volt stacchiamo la retta b, avente un'inclinazione maggiore della precedente: tale retta tiene appunto in conto la presenza della R_g in parallelo con la R_c, ed il suo punto di intersezione con le ordinate è dato dal rapporto

$$\frac{V_b}{\frac{R_c \cdot R_g}{R_c + R_g}},$$

La parallela a tale retta passante per E (retta C) rappresenta la vera retta di carico, luogo dei punti di

Fig. 14

funzionamento corrispondenti a varie tensioni di griglia controllo.

Applicando ad es. un segnale in griglia che porti la tensione dal valore base di — 3 volt rispettivamente a — 2,5 e — 3,5 si ricava una variazione di tensione anodica da 150 volt a ~ 95 volt e ~ 205 volt e di corrente da 2 mA a ~ 2,7 mA e ~ 1,3 mA (si ottiene così un'amplificazione di 110 volte).

Dall'esame grafico dell'amplificazione è infine possibile stabilire il limite dell'ampiezza massima del segnale applicabile V'_g in griglia superando il quale si ha presenza di distorsione nel segnale amplificato V''_g.

PER IL COSTRUTTORE DILETTANTE

Ricevitore supereterodina 3 + 1 con 2 tubi 6A8-G e 1 tubo 6V6G

G. TERMINI (2549/4)

Le caratteristiche elettriche di questo ricevitore, stabilite in sede di progetto, sono:

1) ricezione di onde radiofoniche distribuite entro la gamma delle onde medie (190 ÷ 580 mt.);
2) uso di due pentagriglie tipo 6A8-G, di un tetrodo a fascio di potenza 6V6-G e di una raddrizzatrice 5Y3-G o simili;
3) utilizzazione di una potenza massima di uscita non inferiore a 3 Watt, durante la ricezione delle stazioni locali;
4) accordo automatico sulle stazioni locali, indipendenza di esso dal normale dispositivo di accordo e indicazione visiva delle stazioni predisposte;
5) esame ed uso degli accorgimenti atti a portare al massimo gli indici di sensibilità e di selettività del ricevitore e realizzazione di una conveniente regolazione manuale di selettività;
6) regolazione manuale di volume;
7) amplificazione lineare di potenza e regolazione manuale del tono;
8) alimentazione integrale dalle reti a corrente alternata per tensioni comprese fra 110 e 220 Volt e frequenze da 42 a 50 Hz.

Dall'esame dei dati di progetto, resta senz'altro determinato che il ricevitore deve comprendere tre stadi, e cioè:

a) uno stadio variatore di frequenza;
b) uno stadio rivelatore;
c) uno stadio amplificatore di potenza.

stesso è stato tracciato a scopo di riferimento, perchè cioè permetta di procedere successivamente a risolvere tutti gli altri problemi del progetto (campo d'onda, sintonizzazione automatica regolazione manuale e automatica di sensibilità, ecc.) riteniamo importante esaminare anzitutto le caratteristiche fondamentali di funzionamento, considerate dal punto di vista degli accorgimenti adottati.

La conversione di frequenza affidata ai tubi pentagriglia tipo 6A7 o 6A8 è agevolmente comprensibile, ricordando la costituzione fondamentale di questi tubi. Se si collegano cioè in cascata un triodo e un pentodo, e se all'uscita del triodo la corrente elettronica è convogliata sull'anodo del pentodo, attraverso le tre griglie di esso, si ha una conversione di frequenza, conducendo il funzionamento del triodo in regime di autoeccitazione su una frequenza differente da quella indotta sull'aereo dalla stazione trasmittente e applicata, tramite il necessario dispositivo di selezione, alla griglia controllo del pentodo.

Per comprendere come ciò avvenga è sufficiente osservare che il movimento elettronico, dal catodo all'anodo del pentodo, è sottoposto all'azione di due tensioni a frequenza diversa, e cioè da una tensione a frequenza locale stabilita dalla sezione triodo che funziona in regime di autoeccitazione, e dalla tensione del segnale in arrivo applicata sulla griglia controllo del pentodo. La conversione di frequenza avviene cioè per sovrapposizione sulla corrente elettronica di due tensioni a frequenza diversa.

Nella realizzazione di uno stadio variatore di frequenza, assume notevole importanza il problema della stabilità, considerata nel senso che è necessario eliminare tutte le cause atte a creare una variazione periodica o accidentale delle condizioni di funzionamnto. Dovranno adottarsi tutti gli accorgimenti atti a stabilizzare il funzionamento del generatore locale, mentre

Fig. 1 — Schema di principio dello stadio variatore di frequenza.

Con ciò viene anche stabilito l'impiego dei tubi. Saranno cioè adoperati per i primi due stadi i tubi 6A8-G e per lo stadio amplificatore di potenza il tubo 6V6-G.

Esaminiamo ora ordinatamente i criteri da seguire per la realizzazione dei diversi stadi. Il problema della costituzione verrà esaminato procedendo dall'aereo al riproduttore elettro-acustico.

Per lo stadio variatore di frequenza, le considerazioni di dettaglio comprendono le soluzioni relative ai dati di progetto, completate dall'applicazione degli accorgimenti atti ad ottenere le migliori condizioni di funzionamento.

A tale criterio corrisponde appunto lo schema fondamentale di principio riportato nella fig. 1. Premesso che lo schema possono trascurarsi di massima quelli relativi alla sezione pentodica.

L'instabilità periodica o accidentale di funzionamento è determinata dalle variazioni dei parametri di funzionamento del tubo e dal mutamento delle caratteristiche elettriche dei circuiti esterni. Le cause che provocano una variazione dei parametri di funzionamento del tubo, sono da ricercare:

a) nell'instabilità delle tensioni di alimentazione degli elettrodi;

b) nel mutamento di valore delle capacità interelettrodiche in relazione alle condizioni termiche di funzionamento del tubo.

Per quanto riguarda invece le variazioni che si verificano nelle caratteristiche dei circuiti elettrici esterni, si tenga pre-

sente che il valore del coefficiente di sovratensione (Q) dei circuiti oscillatori, varia entro l'intera gamma di funzionamento, e che ciò modifica, anche sensibilmente, il funzionamento del ricevitore entro il campo d'onda richiesto.

Le soluzioni che si presentano per eliminare le variazioni delle tensioni di alimentazione sono numerose. Di tali soluzioni parleremo qui brevemente. I valori delle tensioni di alimentazione che si stabiliscono all'uscita del filtro, dipendono dal valore della tensione della rete di distribuzione e dal valore del carico — cioè dall'intensità della corrente che circola nel circuito di utilizzazione. Per ovviare alle variazioni di tensione della rete, la tecnica ha realizzato numerosi dispositivi, tra i quali i più importanti sono:

a) i trasformatori di linea, la cui magnetizzazione del nucleo di ferro è portata nella zona corrispondente alla saturazione;

b) i regolatori automatici STABILO (brevetto Borla num. 368806);

c) i tubi a gas nobili e i tubi elettronici.

Il sistema di collegamento di questi dispositivi, varia a seconda delle caratteristiche di ciascuno di essi.

Ad eccezione degli stabilizzatori elettronici e a gas nobili che sono inseriti all'uscita del filtro di livellamento, tutti gli altri dispositivi sono inseriti tra la rete e il primario del trasformatore di alimentazione. Un'accurata disamina di essi non è possibile, perchè esula dal campo prefissoci. E' sufficiente tener presente che questi dispositivi hanno trovato largo impiego in determinate apparecchiature (in genere negli strumenti di misura), nelle quali il problema della stabilità rappresenta un fattore importantissimo, mentre non hanno trovato alcuna applicazione nell'alimentazione dei normali radioricevitori.

Le ragioni di ciò sono molteplici. Alle necessità economiche e d'ingombro, che escludono spesso la loro applicazione, si aggiungono altre considerazioni, quale principalmente la possibilità di ottenere un'ottima stabilità ricorrendo a semplici accorgimenti nella costituzione dei circuiti di alimentazione. Inoltre è da tener presente che le frequenze di ricezione non raggiungono normalmente dei valori particolarmente elevati, e quindi non si raggiungono le condizioni che impongono una soluzione rigorosa al problema della stabilità.

Per evitare invece che il valore della tensione all'uscita del filtro venga a variare col carico e cioè col valore di intensità della corrente che circola nel circuito di utilizzazione, è necessario adottare una particolare costituzione del circuito di livellamento.

Le soluzioni a cui ricorrere per eliminare gli inconvenienti esaminati sono cioè le seguenti:

1) determinare la zona di funzionamento dei tubi in modo che le normali variazioni delle tensioni, non conducano a un sensibile mutamento delle caratteristiche di funzionamento;
2) applicare le tensioni di alimentazione mediante sistemi potenziometrici, con i quali la tensione ottenuta risulta sensibilmente indipendente, entro certi limiti, dal valore di intensità della corrente che circola;
3) collegare una resistenza all'uscita del circuito di livellamento ed in derivazione ad esso, in modo da ridurre le variazioni di tensione prodotte dalle variazioni del carico.

E'da notare l'inopportunità di ricorrere a un circuito di livellamento del tipo a impedenza di entrata, perchè in tal caso alla maggiore stabilità della tensione in relazione al carico, fa riscontro una insufficiente azione di livellamento, alla quale può solo ovviarsi facendo seguire all'impedenza di entrata un normale filtro a π. Si richiede quindi un'impedenza in più, oltre a quella rappresentata dall'avvolgimento di eccitazione del riproduttore. Una soluzione in tal senso è quindi inaccettabile dal punto di vista del costo e dell'ingombro.

Come si è detto a suo tempo, un'altra causa d'instabilità della frequenza di funzionamento del generatore, va ricercata nelle variazioni delle capacità interelettrodiche del tubo in relazione alla temperatura di funzionamento.

Le variazioni di capacità si verificano esclusivamente durante il periodo di tempo che intercorre dall'inizio dell'alimentazione del tubo fino al raggiungimento delle condizioni termiche di regime. La necessità di ovviare a questo inconveniente è rappresentata dal fatto che la frequenza di funzionamento del generatore non dipende esclusivamente dai valori d'induttanza e di capacità del circuito oscillatorio, ma anche dal valore della capacità esistente fra il catodo e l'elettrodo sul quale è collegato il circuito oscillatorio. Ciò per il fatto che questa capacità risulta in derivazione alla capacità dell'elemento di accordo del circuito oscillatorio, per cui la capacità complessiva non è solo quella del condensatore variabile.

Per evitare che ciò sia ragione d'instabilità, occorre:

1) un elevato valore della capacità di accordo, in modo che le variazioni delle capacità interelettrodiche risultino trascurabili in confronto ad essa;
2) una compensazione capacitiva esterna, collegando fra i principali elettrodi e il catodo un condensatore nel quale le variazioni di temperatura producono una variazione di capacità contraria alla variazione interelettrodica.

Nel progetto dello stadio variatore di frequenza, i due accorgimenti hanno trovato una completa applicazione. La capacità di accordo del circuito oscillatorio è stata stabilita ad un valore particolarmente elevato. Inoltre fra l'elettrodo di controllo e il catodo e fra l'anodo e il catodo del generatore sono stati collegati due condensatori di compensazione delle variazioni termiche interelettrodiche di capacità (C1, C2). Per il riscaldamento di essi serve una resistenza che è collegata in derivazione al circuito di accensione dei tubi (R1).

Abbiamo detto che un'altra causa d'instabilità è rappresentata dal fatto che essendo la tensione alternata al valore della frequenza di accordo, subisce una variazione entro l'intera gamma ricoperta dal circuito oscillatorio. Abbiamo osservato anche che ciò va imputato al valore del coefficiente di sovratensione del circuito oscillatorio, che è anch'esso in relazione al valore della frequenza di accordo. Per ovviare a ciò si può ricorrere ai due accorgimenti adottati nello schema di principio e che consistono:

a) nell'uso di una resistenza in serie all'elettrodo di controllo; agli estremi di questa resistenza si stabilisce una caduta di tensione che è tanto più forte quanto più è elevata la tensione alternata introdotta sul circuito di griglia, perchè in relazione ad essa aumenta l'intensità della corrente che percorre il circuito dell'elettrodo di controllo.

b) Nel predisporre i circuiti esterni in modo che la capacità interelettrodica di uscita del tubo e cioè la capacità catodo-anodo modifichi il fattore di reazione e cioè il ritorno di energia dall'anodo alla griglia controllo, in misura inversamente proporzionale al Q del circuito oscillatorio.

Il ragionamento che conduce a quest'ultima conclusione è molto semplice. Adottando la disposizione riportata nella fig. 1, la capacità interelettrodica di uscita del tubo determina una tensione alternativa che è in opposizione di fase alla tensione di comando.

Si ha cioè una diminuzione del fattore di reazione che è in relazione al Q del circuito oscillatorio, perchè quanto più esso è elevato, tanto più forte è la tensione alternata che risulta applicata sull'elettrodo di controllo, e altrettanto notevole è la tensione che la capacità di uscita crea in opposizione di fase alla tensione di entrata; si ha in effetti una diminuzione di quest'ultima e di conseguenza una diminuzione della tensione alternativa di uscita dello stadio.

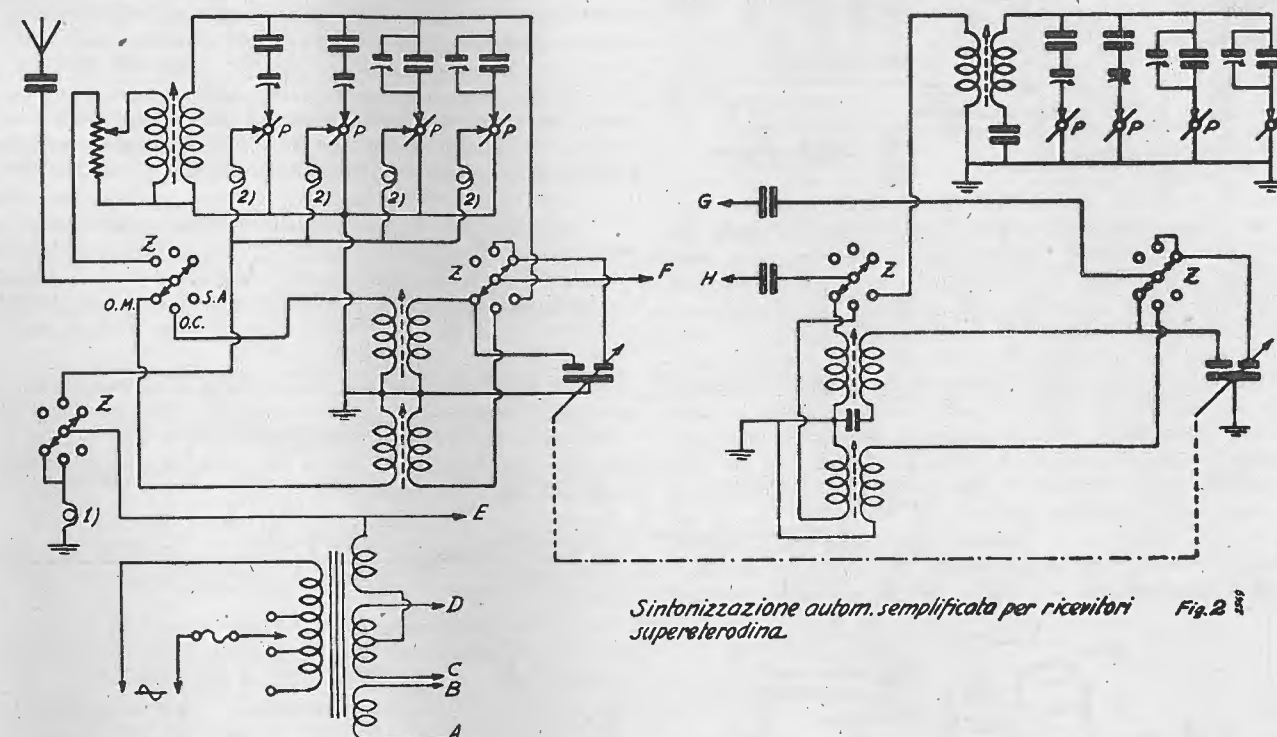
Non resta ora che risolvere il problema relativo alla sintonizzazione automatica e alla indicazione visiva. Qui si presentano molteplici soluzioni, non tutte accettabili, se considerate dal punto di vista dell'economia, dell'ingombro, della praticità e della sicurezza di funzionamento, e anche dalla possibilità di una facile realizzazione.

I termini del progetto non sono eccessivamente complessi, per il fatto che l'accordo automatico è richiesto solo per le stazioni locali che funzionano entro la gamma delle onde medie, e che quindi il numero delle frequenze da prestabilire, si può ritenere non superiore al limite, già notevole, di tre, che qui si considera.

In conclusione, il problema si presenta entro i seguenti termini:

1) realizzare la sintonizzazione automatica del ricevitore su tre frequenze prestabilite comprese entro la gamma delle onde medie;
2) ottenere che la sintonizzazione automatica risulti indipendente dal normale elemento di accordo;
3) esaminare, se è possibile, l'indicazione visiva di accordo delle stazioni predisposte.

Una delle soluzioni ritrovate (fig. 2), è la seguente:

1) si fa uso del commutatore di gamma per escludere l'elemento variabile di accordo, includere il primario del trasformatore di antenna e la bobina di reazione del generatore locale, e ottenere inoltre la susseguente indicazione visiva della frequenza di funzionamento;
2) si ricorre a una serie di condensatori fissi e di compensatori di taratura con i quali si realizza l'accordo dei circuiti oscillatori sulle tre frequenze predisposte;
3) si adoperano una serie di interruttori multipli a pulsante, con i quali si stabilisce la necessaria continuità dei circuiti di accordo e si ottengono le relative indicazioni visive.

Dall'esame dettagliato dello schema si deducono le seguenti considerazioni. Passando dalla normale sintonizzazione all'accordo automatico e cioè disponendo il commutatore di gamma nella posizione corrispondente a tale sistema di funzionamento, (S. A.) si ottiene:

a) per quanto riguarda l'indicazione visiva risulta interrotto il circuito di alimentazione delle lampadine per l'illuminazione del quadrante nominativo delle stazioni;
b) per quanto riguarda il circuito di antenna, risulta inserito il primario del trasformatore corrispondente alla ricezione delle onde medie;
c) per il funzionamento della sezione del tubo in regime di autoeccitazione viene inserito il trasformatore corrispondente alla gamma delle onde medie.

L'azione dei pulsanti ha invece lo scopo:

a) di inserire sul circuito di comando del tubo la relativa capacità di accordo;
b) di inserire la capacità di accordo sul circuito del generatore locale;
c) di chiudere il circuito di alimentazione di ogni singola lampadina per l'indicazione visiva della frequenza di accordo.

Questa soluzione dal punto di vista elettrico trova un completamento nella realizzazione dei pulsanti, mediante i quali si ottiene una commutazione indipendente dei circuiti di accordo sulle tre onde predisposte. L'indicazione visiva di accordo può essere ottenuta per lettura del nome della stazione, tramite l'accensione della lampadina corrispondente. Nel nostro caso si avranno cioè sulla parte frontale del ricevitore, tre aperture in prossimità dei relativi pulsanti, dalle quali, di volta in volta, risulterà per trasparenza il nome della stazione sulla quale il ricevitore è accordato.

Concluso in tal modo l'esame sulla costituzione e il funzionamento dello stadio variatore di frequenza, non rimane che esaminare lo stadio successivo al quale è genericamente affidato il compito della rivelazione.

Sintonizzazione autom. semplificata per ricevitori supereterodina. **Fig. 2**

All'uscita dello stadio variatore di frequenza è collegato un trasformatore con primario e secondario accordati sul valore della frequenza di conversione.

La costituzione e il funzionamento di questo secondo stadio sono dettate dalle necessità:

a) di effettuare la rivelazione e cioè di ottenere all'uscita di esso la componente di modulazione;
b) di disporre all'uscita dello stadio di rivelazione di una tensione alternativa di sufficiente ampiezza per ottenere il comando dell'amplificatore di potenza, in modo da raggiungere durante la ricezione delle stazioni locali una potenza non inferiore a 3 Watt;

Oltre a ciò sarà necessario di aumentare quanto più possibile la sensibilità e la selettività dello stadio e sarà infine da esaminare la possibilità di realizzare una variazione manuale di selettività.

Il problema è pertanto da considerare anzitutto dal punto di vista del sistema di rivelazione da adottare.

Una breve disamina dei tre sistemi noti e cioè, rivelazione a diodo, rivelazione a triodo per caratteristica anodica e per corrente di griglia, conduce agevolmente alla necessità di ricorrere alla rivelazione per corrente di griglia, perchè con tale sistema la mancata linearità di rivelazione, specie per i

segnali forti, trova ragione di compenso nella sensibilità, che è superiore a quella ottenuta con gli altri sistemi di rivelazione.

In conclusione, lo stadio rivelatore sarà del tipo a corrente di griglia. E' ora da notare che il ricevitore così costituito non presenta una selettività elevata, dato che il numero dei circuiti di selezione e cioè dei circuiti oscillatori è limitato. Per ottenere un aumento di selettività e migliorare anche contemporaneamente la sensibilità non vi è che da introdurre un effetto reattivo sul circuito di griglia. Il principio fondamentale di tale sistema è noto, e si può riassumere brevemente in questi termini. Se si stabilisce un ritorno di energia dal circuito di uscita

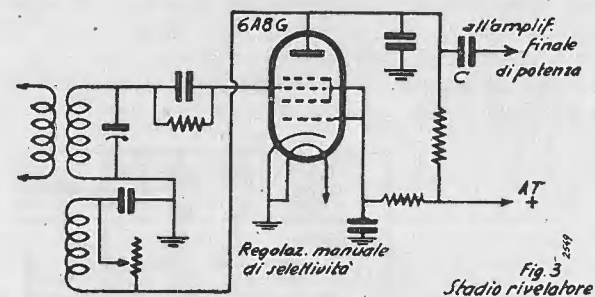
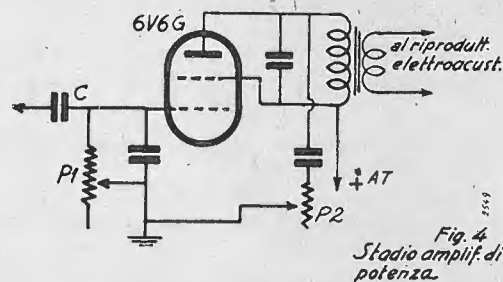
Fig. 3 Stadio rivelatore

al circuito di entrata del tubo (effetto retroattivo o di reazione) e se la tensione indotta in tal modo nel circuito di entrata del tubo è convenientemente determinata in ampiezza e in fase, si ha una diminuzione nel valore della resistenza positiva e cioè dissipatrice del circuito, per cui si ha in effetti un aumento di ampiezza della tensione di comando. Rispettando le relazioni di fase fra la tensione ottenuta all'uscita e quella che è presente ai capi del circuito di entrata, e variando convenientemente il valore di ampiezza della tensione indotta, e cioè il fattore di reazione, il funzionamento dello stadio può raggiungere le condizioni d'innesco delle oscillazioni. In tal caso il tubo funziona in regime di autoeccitazione e l'audizione è disturbata dalla frequenza acustica del battimento che si verifica tra la frequenza di funzionamento del tubo e la frequenza intermedia applicata all'entrata di esso. Diminuendo il fattore di reazione fino a condurre il tubo in condizioni pros-

Fig. 4 Stadio amplif. di potenza

sime all'innesco, si raggiunge una elevata sensibilità e selettività. Se si diminuisce successivamente il fattore di reazione e cioè l'apporto energetico dal circuito anodico al circuito di griglia, si diminuiscono simultaneamente la sensibilità e la selettività.

Da tutto ciò si può stabilire che per realizzare una regolazione manuale di selettività, è sufficiente agire sul fattore di reazione dello stadio.

Ciò è appunto ottenuto tramite la resistenza variabile collegata in serie al circuito di alimentazione (fig. 3).

Non rimane ora che da considerare la costituzione dello stadio amplificatore di potenza. Anche qui i valori degli elementi del circuito verranno determinati dal calcolo.

Lo stadio amplificatore di potenza verrà realizzato secondo lo schema riportato in fig. 4; da notare la regolazione manuale di volume (P1) e di tono (P2).

Nel numero prossimo tratteremo del calcolo del ricevitore e daremo le caratteristiche costruttive di esso.

(*Continua*).

RICEVITORI DEL TEMPO DI GUERRA

La classica supereterodina a 4+1 valvole per O. M.

G. COPPA (2542/6)

(Continuaz. ved. N. 13-14-1943)

Qualcuno potrà meravigliarsi del fatto che, dalla descrizione di un semplice trivalvolare a reazione (più precisamente 2+1) si passi a quella di un 5 valvole senza trattare dell'apparecchio a 4 valvole (3+1).

L'apparecchio super a 3+1 valvole è in generale di non facile realizzazione ed è per ciò che qui è stato deliberatamente omesso. I ricevitori di questo genere infatti, o sono del tipo «a riflessione» (o «Reflex») ed in questo caso richiedono valvole speciali (quali la 2B7, 6B7, 6B8G, 6BN8G, DT3, ecc.) ed una messa a punto che non è nelle possibilità di tutti, oppure sono del tipo super ad amplificazione diretta che, pur essendo più semplici richiedono valvole finali speciali ad alta pendenza e con diodi rivelatori (ABL1, WE41, EBL1, 6AY8G, 6BY8G ecc.); essi possono anche essere non supereterodine ma in questo caso sono poco sensibili e di assai difficile messa a punto.

Il ricevitore supereterodina a 4+1 valvole è invece assai più facilmente realizzabile, esso infatti non è «critico», si può realizzare con le valvole più disparate, si mette a punto facilmente e dà delle soddisfazioni.

L'aggiunta di una valvola è dunque pienamente giustificata e non implica neppure un aumento sensibile della spesa.

Per uniformarci alle vigenti disposizioni e per ragioni di semplicità l'apparecchio si limita alla sola gamma delle onde medie (da 190 a 600 m).

In questo ricevitore ogni valvola compie semplicemente le sue funzioni, nessuna di queste compie funzioni multiple e ciò a tutto vantaggio della semplicità e della sicurezza di funzionamento.

Lo schema dell'apparecchio è visibile in fig. 1, esso appare subito straordinariamente semplice rispetto a quelli dei ricevitori dello stesso numero di valvole con più gamme.

Le valvole-base che esso impiega sono: 1ª) Una pentagriglia convertitrice 6A7; 2ª) Una amplificatrice di MF '78 a pendenza variabile; 3ª) Un duodiodo-triodo '75 rivelatore ed amplificatore di BF; 4ª) Un pentodo finale '42; 5ª) Una raddrizzatrice '80 biplacca.

L'apparecchio è dotato di regolatore automatico di sensibilità (c. a. v.) il cui compito principale è quello di impedire che l'apparecchio raggiunga il sovraccarico.

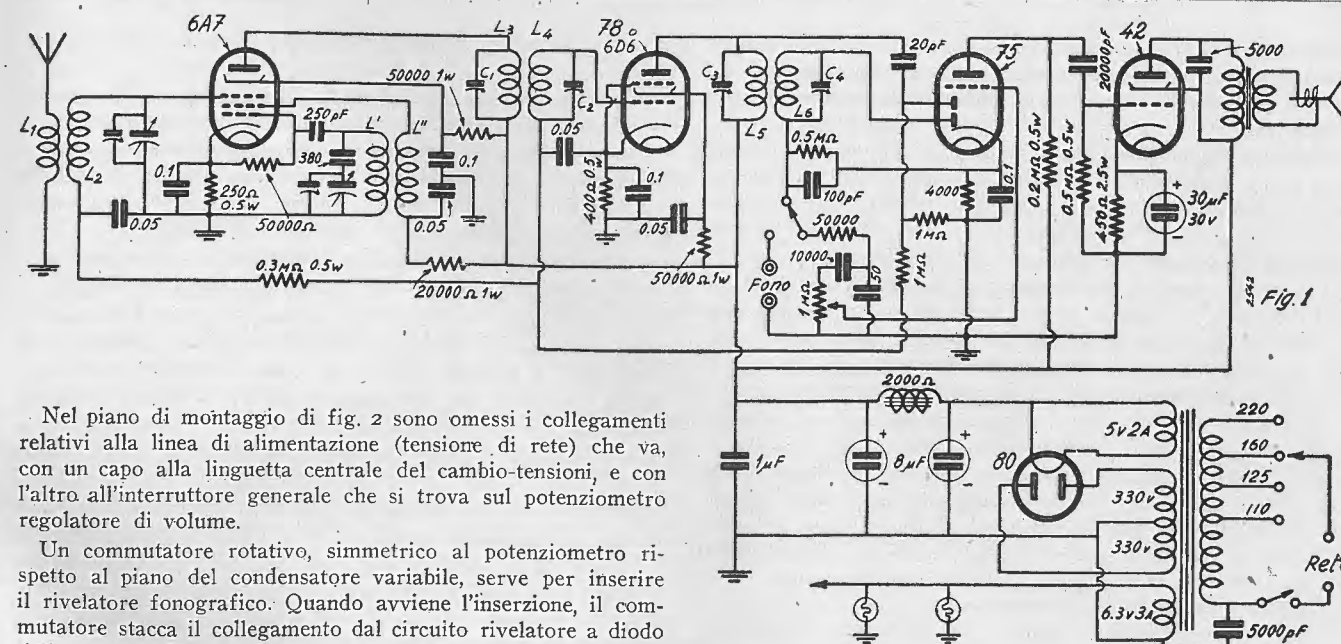
In tutto il ricevitore vi sono solo due bobine di AF, una per lo stadio preselettore (o d'aereo) e l'altra per l'oscillatore locale e non vi è alcun commutatore multiplo. Per la sintonia si fa uso di un condensatore variabile a due sezioni di 400 pF.

I trasformatori di MF sono dei tipi 681 e 682 Geloso, a 467 kHz, diamo, in seguito, i dati necessari per l'autocostruzione di trasformatori di MF per l'eventuale sostituzione nel caso che i primi non siano reperibili.

L'apparecchio è montato su di un telaio di alluminio di 18×25 cm. La fig. 2 dà una idea della disposizione delle parti sotto la base.

Sopra la base prendono posto, oltre alle valvole, al trasf. di alimentazione al variabile ed ai trasformatori di MF, anche la bobina di AF del circuito preselettore, senza essere protetta da alcuno schermo. Questo infatti nel nostro caso non risulta di alcuna utilità, anzi la sua presenza peggiorerebbe notevolmente la qualità della bobina.

Il condensatore-serie (o padding) dell'oscillatore si trova nella parte superiore del telaio, in prossimità del condensatore variabile relativo.

Fig. 1

Nel piano di montaggio di fig. 2 sono omessi i collegamenti relativi alla linea di alimentazione (tensione di rete) che va, con un capo alla linguetta centrale del cambio-tensioni, e con l'altro all'interruttore generale che si trova sul potenziometro regolatore di volume.

Un commutatore rotativo, simmetrico al potenziometro rispetto al piano del condensatore variabile, serve per inserire il rivelatore fonografico. Quando avviene l'inserzione, il commutatore stacca il collegamento dal circuito rivelatore a diodo della parte radio.

Per le valvole 78 e 75 è necessario lo schermo, per evitare alla prima inneschi di MF capaci di paralizzare l'apparecchio ed alla seconda la captazione di ronzio o di perturbazioni elettrostatiche dovute alla valvola finale o ai collegamenti dell'altoparlante.

Il filo che dal potenziometro va alla griglia della '75 deve essere schermato e così pure quello che dal ritorno del 2° trasformatore di MF va al commutatore del «fono». E' però necessario che il valore di capacità dei detti fili schermati non superi in ogni caso i 100 pF.

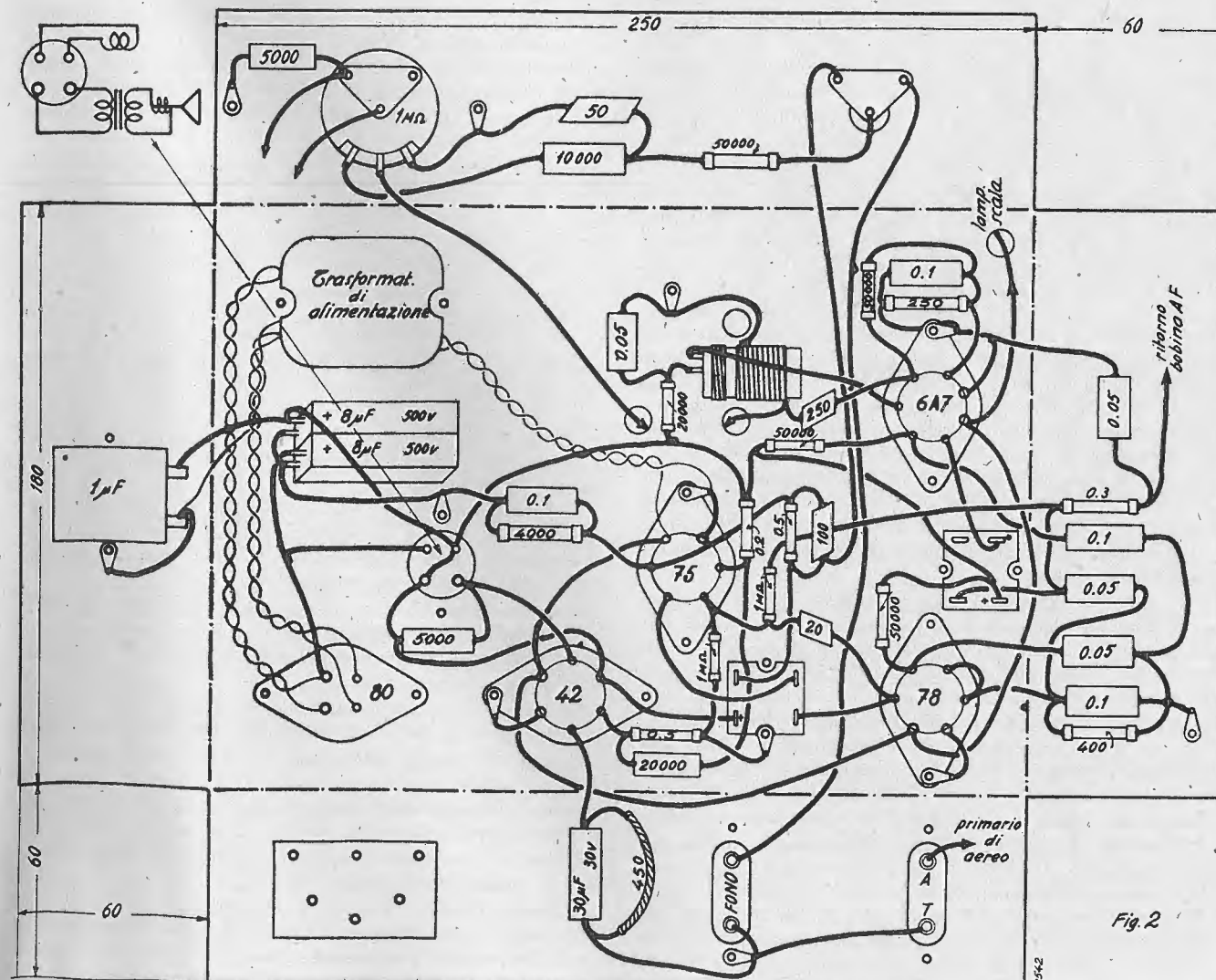



Fig. 2

E' sempre buona precauzione collegare con un filo, magari sottile e nudo, la carcassa dell'altoparlante alla massa del telaio, si evitano così spesso noiosi fenomeni di reazione a bassa frequenza.

Tanto in fig. 1 che in fig. 2, figura un condensatore telefonico (ossia a carta) da 1 μF. Questo condensatore, in via normale, non ha alcun effetto, tanto che si può omettere; esso rende però preziosi servigi quando gli elettrolitici, e particolarmente il secondo, incominciano ad invecchiare.

Le stesse considerazioni valgono anche per il condensatore elettrolitico a b. t. da 30 μF - 30 volt, ma purtroppo per esso non si può fare altrettanto perchè volendo disporvi in parallelo un condensatore a carta sarebbe necessario usarne uno di capacità molto elevata e perciò di eccessivo ingombro.

Nell'eseguire il montaggio è consigliabile seguire lo stesso ordine indicato per il ricevitore precedente.

Dapprima si sistemano «meccanicamente» gli organi ossia, sul telaio in precedenza forato, si montano i portavalvole, i trasformatori di MF, il potenziometro, il commutatore «fono», le prese, il cambiotensioni, il trasformatore di alimentazione, gli elettrolitici e il blocchetto da 1 μF, poi si iniziano i collegamenti dal circuito di alimentazione.

Conviene prima di tutto mettere a posto tutti i collegamenti relativi al primario, tutte le prese cioè che vanno connesse al cambio tensioni, il filo che va al conduttore di rete, quelli che vanno all'interruttore generale ed il condensatore che da questo va alla massa.

Si può passare poi ai collegamenti della valvola '80 e dei filamenti delle altre valvole. Infine si può affrontare il montaggio degli organi e dei circuiti cominciando da quelli di alimentazione per passare a quelli dell'altoparlante e della valvola finale (42).

Quando tutti i collegamenti inerenti questa valvola sono effettuati si può, come già si è fatto per l'apparecchio precedente, fare una prima prova di funzionamento. Inserendo la corrente si devono accendere regolarmente tutte le valvole e l'altoparlante deve accusare un debole ronzio.

Il nucleo di questo deve attirare, ad esempio, la lama di un cacciavite, e ponendo un dito a contatto del piedino corrispondente alla griglia pilota (connessa, nello schema di montaggio ad una resistenza da 0,5 MΩ e ad un condensatore da 0,02 μF) si deve avvertire il caratteristico rumore della corrente alternata nell'altoparalnte. Per nessuna ragione la valvola '80 deve illuminarsi di una nebbiolina azzurra interna alle placche nè queste devono arrossarsi. Se qualcuno di questi fenomeni si avvera è segno che vi è corto circuito fra i due poli della corrente ad alta tensione. Questo può dipendere o dagli elettrolitici guasti o connessi con le polarità sbagliate o da un cattivo isolamento del conduttore che parte dal + anodico.

Se tutto è regolare si può passare alla sistemazione dei circuiti della valvola preamplificatrice di B. F. ossia della resistenza da 0,2 MΩ fra la placca di tale valvola ed il + anodico e della resistenza da 4000 Ω che si trova con un condensatore da 0,1 μF fra catodo e massa.

Rifacendo la prova di funzionamento, si potrà verificare l'amplificazione apportata dalla preamplificatrice. Toccando infatti la griglia di tale valvola con un dito si dovrà avvertire un forte ronzio nell'altoparlante. Se la prova va bene, si sistemeranno i collegamenti relativi ai diodi rivelatori, al circuito di C. A. V. al potenziometro, al commutatore «fono».

Se non vi è a disposizione alcun generatore di segnali, non è possibile fare altre prove di funzionamento, non rimane quindi che completare tutto il montaggio per poter riprendere le prove col segnale delle stazioni che trasmettono la sera.

Per quanto riguarda il montaggio non vi sono a temere difficoltà di sorta; ci sembra superfluo raccomandare di tenere molto corti i collegamenti della valvola convertitrice (6A7) e della amplificatrice di M.F. e di fare molta attenzione alle saldature che queste non siano «fredde» cioè soltanto apparenti, o che l'eccesso di pasta salda vada a diffondersi sul materiale isolante sul quale sono montate le liguette che si stanno saldando, compromettendone seriamente le qualità isolanti.

Veniamo ora alla realizzazione delle bobine rispettivamente del circuito preselettore (o d'aereo) e dell'oscillatore locale.

Queste bobine si possono realizzare in vari modi, almeno per il secondario della bobina del circuito preselettore sarebbe consigliabile l'uso di filo Litz; ottima cosa sarebbe realizzarle a nido d'ape. Ciò non è però nelle possibilità di tutti.

La realizzazione più semplice di tali bobine è la seguente:

Si prendano due tubetti di cartone bakelizzato del diametro di 22 mm, lunghi 50 mm. In uno di questi si pratichino quattro piccoli fori, due per parte, verso le estremità del tubo (fig. 3 A). In tali fori si faranno passare dei pezzetti di filo di rame nudo da 0,7 mm circa che, arrotolati e tagliati a misura potranno sostituire le comuni pagliette dei terminali. Schiacciandoli a dovere con la pinza acquisteranno la rigidità necessaria col tubo di cartone.

Si inizierà poi l'avvolgimento, questo si comporrà di 88 spire di filo da 0,2 smaltato avvolte l'una a fianco dell'altra.

Il filo, dopo essere passato per due forellini adiacenti all'inizio e alla fine dell'avvolgimento andranno saldati ai «terminali» più vicini. Si sarà così eseguito il secondario della bobina dell'oscillatore locale.

Sopra questo avvolgimento, verso un estremo, si avvolgerà una strisciolina di carta, in due strati, larga 15 mm. Su questa carta prenderà posto l'avvolgimento di reazione, costituito da 20 spire dello stesso filo usato per il secondario (ossia da 0,2 mm), i cui estremi andranno saldati ai due terminali rimasti liberi.

Sull'altro tubo si praticheranno tre forellini ad una estremità ed uno solo all'altra. Prima di collocarvi però i «terminali» si infileranno sul tubo due ranelle di cartone duro aventi, ovviamente, il diametro interno di 22 mm e quello esterno di 36 mm. Si disporranno tali due ranelle in modo che fra esse rimanga uno spazio di 6 mm.

Entro tale spazio prenderà posto l'avvolgimento primario di aereo che si comporrà di 230 spire di filo da 0,1 coperto con uno strato di smalto ed uno di seta. I due estremi andranno saldati a due dei tre terminali che si trovano ad una delle estremità. Al terminale rimasto libero fra questi, andrà saldato l'inizio del secondario. Il secondario si comporrà di 138 spire di filo da 0,2 mm smaltato. Esso avrà inizio a ridosso della ranella di cartone del primario, lasciando 2 mm di margine, e, l'estremo più lontano dal primario andrà saldato al terminale unico che si trova a quell'estremità del tubo.

Le due bobine sono così eseguite, non rimane che far loro un breve bagno in un po' di paraffina in ebollizione e, se è possibile, metterli per qualche minuto in un forno perchè l'eccedenza si elimini.

La bobina del circuito preselettore prenderà posto nella parte superiore del telaio e verrà fissata in posizione verticale, con il primario in basso, in posizione prossima alla griglia della 6A7 e alla 1ª sezione del variabile.

Una squadretta di ottone provvederà a tenerla sollevata dalla base in modo che i terminali non tocchino il metallo. Uno di tali terminali va direttamente a massa, esso potrà quindi essere saldato alla squadretta.

La bobina dell'oscillatore prende invece posto sotto al telaio, in corrispondenza del condensatore variabile (che però si trova di sopra), in posizione orizzontale. I collegamenti risultano evidenti dalle figg. 2 e 3.

Anche questa bobina va sorretta con squadrette in modo da essere distanziata dalla base di almeno 10 mm.

Ultimato il montaggio in tutti i particolari, si potrà affrontare la prova definitiva.

Collegato l'aereo o la presa di terra al morsetto A, girando il variabile, se la prova si fa nelle ore serali, si deve sentire «qualche cosa». Potrà essere il segnale della stazione locale o quello di qualche stazione potente o infine quello di un di-

sturbatore, in mancanza d'altro potrà essere un disturbo, ma qualche cosa si dovrà sentire.

Se non si sente proprio nulla, con tutta probabilità si tratta dell'oscillatore locale che non funziona perchè vi è qualche collegamento errato o, più probabilmente, perchè bisogna invertire i collegamenti ai capi della bobina di reazione (quella di 20 spire).

Con un milliamperometro da 1 mA sarebbe facile constatare se l'insuccesso dipende dall'oscillatore, basterebbe infatti metterlo in serie alla resistenza di 50.000 Ω che va alla G_1 della 6A7, dalla parte del catodo. Una corrente di circa 250 μA testimonierebbe il regolare funzionamento.

Se dunque, con lo scambio dei collegamenti si incomincia a percepire qualche segnale, se ne cercherà fra questi uno debole, *tenendo però sempre al massimo il potenziometro di volume*, e si regoleranno uno per uno i compensatori dei trasformatori di MF sino ad ottenere la massima intensità di ricezione.

Procedendo in tale modo non si è affatto sicuri che la media frequenza sia accordata a 467 KHz, però generalmente il divario non è grande perchè i trasformatori di MF vengono accordati alla frequenza di lavoro prima di essere posti in vendita.

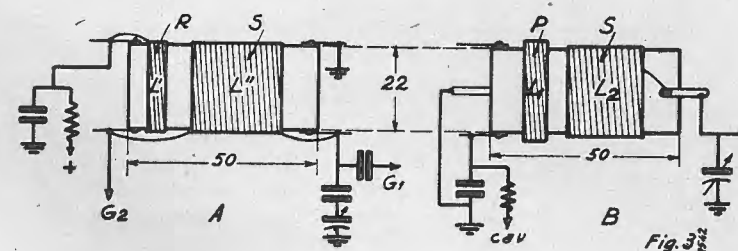



Fig. 3

A questo punto incominciano le difficoltà della «messa in passo» del recivitore. Tale difficoltà è minima se non vi è scala parlante oppure, pur essendovene una, è disponibile un generatore di segnali tarato in frequenza.

In questo caso basta disporsi alla frequenza più alta, corrispondente al minimo di capacità del condensatore variabile, e regolare il compensatore che si trova sulla sezione relativa al circuito preselettore sino ad avere il massimo di sensibilità, poi portarsi verso le frequenze più basse e provare ad introdurre una spira in corto circuito ovvero un anello o un dischetto di rame o di alluminio prima nella bobina del preselettore poi in quella dell'oscillatore ritoccando il variabile in modo da ricevere sempre lo stesso segnale confrontandone l'intensità di ricezione. Se, per esempio, l'intensità è massima quando il dischetto è accoppiato alla bobina del circuito del preselettore, ciò vorrà dire che questa è eccessiva e va diminuita di qualche spira ovvero che quella dell'oscillatore è insufficiente o che è necessario aumentare un poco la capacità-serie.

Questo caso, che mai dovrebbe presentarsi, può tuttavia incontrarsi a causa dell'allineamento della media frequenza su di una frequenza diversa da 467 KHz.

Se invece, come è nella maggior parte dei casi, l'apparecchio è montato con una scala parlante e non è disponibile alcun generatore, allora la messa in passo diventa assai difficile e richiede molto tempo e attenzione.

Bisogna in questo caso servirsi di segnali di stazioni note che si porteranno a coincidere con i rispettivi punti della scala parlante. Per questa operazione si deve agire esclusivamente sull'oscillatore locale.

Per le frequenze più alte la corrispondenza si otterrà regolando il compensatore del variabile dell'oscillatore, per le più basse ritoccando il valore della capacità-serie (o padding).

Ottenuta una buona corrispondenza fra segnali delle stazioni ricevute e punti della scala parlante, si passerà al circuito del preselettore che deve essere regolato in modo da consentire la massima sensibilità. Per le frequnze più elevate si regolerà il compensatore del condensatore di accordo del preselettore, per le frequenze più basse non vi è che regolare il valore di induttanza. Servirà a questo scopo assai bene il dischetto o anello di cui abbiamo detto la cui introduzione nella bobina equivale alla diminuzione di alcune spire.

***

Il ricevitore descritto è forse il più semplice del suo genere, esso non impiega affatto materiali rari nè pezzi che non siano d'uso più che comune.

Può tuttavia succedere che, per comuni che siano, alcuni pezzi non siano affatto reperibili, vogliamo ora dare le maggiori indicazioni circa la possibilità di sostituirli.

Incominciamo dalle valvole.

Nelle serie americane ve ne è una, più vecchia di quella

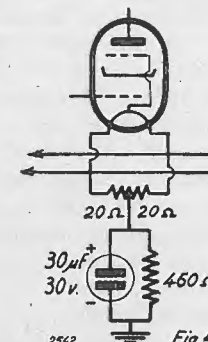



Fig. 4

qui impiegata, che vi corrisponde a perfezione, tranne che nella tensione di accensione, essa è composta dalle valvole 2A7, '58, 2A6, 2A5 e '80. Queste valvole hanno anche la zoccolatura identica a quella delle valvole adottate nel ricevitore. Per le prime 4 valvole la tensione di accensione è di 2,5 volt in luogo di 6,3. Data la minore tensione si richiede corrente maggiore, essa infatti è di circa 0,8 ampere per ogni una delle prime tre valvole e di 1,75 A per la quarta valvola. Ciò rende necessaria l'erogazione di circa 5 ampere dal secondario B T del trasformatore di alimentazione.

La valvola 2A5 può essere rimpiazzata dalla '47 a riscaldamento diretto, in questo caso bisogna rinunciare a mettere a massa un capo del circuito di accensione, i collegamenti ai filamenti delle valvole devono essere fatti a due fili e non con un filo e la massa, come da schema di fig. 1. Anche per le lampadine della scala si devono usare portalampade isolati e linea a due fili. Fra i due fili di accensione si dispone una resistenza a filo di 40 Ω con presa al centro. Tale centro può essere considerato a tutti i fini come il catodo della valvola finale. I collegamenti risultano allora come in fig. 4.

(Continua)

RECENSIONI

MARIO BORELLA - **Limiti delle trasformazioni d'impedenza mediante circuiti oscillatorii - «Alta Frequenza» n. 6 (giugno 1943).**

E' apparso sul N. 6 della rivista « Alta frequenza » 1943, che per ragioni belliche è uscita solo in questi ultimi tempi, un interessante articolo del prof. Mario Boella, in cui viene ampiamente trattato il problema dei trasformatori d'impedenza alle alte frequenze.

Per queste frequenze non sono più impiegabili i trasformatori aperiodici inquantochè troppo bassi risultano i valori del coefficiente di accoppiamento; ciò è dovuto all'impossibilità d'avere dei circuiti magnetici di bassa riluttanza, ottenibili solo con l'uso di materiale ferromagnetico.

E' invece possibile effettuare con ottimo risultato, anche per frequenze molto alte, trasformazioni d'impedenza mediante circuiti oscillatorii.

Nell'articolo vengono trattati i circuiti adattatori d'impedenza in discesa ed in salita, rispettivamente con partitore di tensione induttivo e capacitivo.

L'autore considera in primo luogo i circuiti trasferitori funzionanti a vuoto e mostra come il campo utile di frequenza debba essere circoscritto ad un determinato intorno della frequenza di risonanza.

Passando poi ai circuiti trasferitori sotto carico si vale del metodo del quadripolo, la cui adozione permette di stabilire i più convenienti limiti di applicazione di detti circuiti e di sfruttare in ogni caso le massime possibilità, mediante il più opportuno proporzionamento del circuito.

Attraverso il calcolo analitico e mediante opportuni grafici viene mostrato come l'applicazione di un carico ohmico, che è quella più frequente, venga ad influenzare il circuito nel senso di variarne il rapporto di trasformazione, proporzionatamente al valore della resistenza, e di variare l'accordo del circuito oscillatorio per il nascere di componenti reattive.

L'articolo porta infine tre esempi numerici, che mostrano quanto ampi siano i limiti di applicazione delle trasformazioni d'impedenza mediante l'impiego dei circuiti oscillatorii.

Dallo studio esposto riesce così possibile fare un'esatta previsione del comportamento di qualsiasi circuito trasferitore, avendo così la possibilità di valutare gli effetti perturbatori già ricordati, quali variazione del rapporto di trasformazione e disaccordo del circuito oscillatorio.

Particolare importanza assumono i diagrammi del coefficiente di disaccordo che permettono con calcolo speditivo la valutazione del disaccordo introdotto, consentendo così, in sede di progetto, di prendere, senza calcoli laboriosi, il giusto orientamento nella scelta dei più opportuni valori per gli elementi dei circuiti oscillatorii.

G. G.

A. SABBATTINI - **Ponte per misure d'impedenza per frequenze fino a 30 MHz - «Poste e Comunicazioni» (Settembre 1943).**

L'A. tratta in un interessante articolo apparso su « Poste e comunicazioni » della misura d'impedenza alle radiofrequenze, mediante l'impiego di un ponte, attuato secondo lo schema di Schering.

L'adozione di particolari accorgimenti teorici e costruttivi garantiscono la validità dei risultati fino alle frequenze di 30 MHz.

Infatti per l'equilibrio del ponte vengono impiegati solo resistenze fisse e condensatori variabili inquantochè dette resistenze e condensatori sono gli unici elementi che, costruiti con opportuni accorgimenti, possono ancora funzionare da campioni intorno alla frequenza di 30 MHz.

Per l'equilibrio delle capacità sono impiegati due condensatori variabili tra loro, di cui solamente quello posto sul lato incognito è tarato, permettendo così la lettura delle capacità incognite per differenza oppure per sostituzione.

Il condensatore variabile per la lettura delle perdite è studiato appositamente a zero compensato: si evita così l'uso di una notevole capacità per l'aggiustaggio dello zero, la cui adozione invece porterebbe un errore di lettura assolutamente inaccettabile.

Sempre in relazione all'intendimento di non introdurre elementi incogniti o comunque variabili con la frequenza, si è dovuto fornire di doppio schermo il trasformatore di alimentazione.

Ricordiamo infine come l'adozione di un completo schermo per i bracci di supporto permette di ridurre enormemente gli effetti perturbatori del campo elettrostatico ed elettromagnetico disperso; questo schermo contemporaneamente funziona anche da circuito di guardia.

G. G.

J. A. ANTEQUERO - **La propagazione delle onde di 5 metri - «Metallurgia» (gennaio 1943).**

L'A. distingue le comunicazioni possibili mediante l'impiego delle onde di 5 metri in 5 gruppi.

1) Comunicazioni locali, fino a 80 Km, usando modeste potenze.
2) Comunicazioni con deviazioni nella troposfera, realizzando collegamenti da 80 a 600 Km.
3) Comunicazioni per effetto sporadico dello strato F, realizzando collegamenti da 600 a 2000 Km.
4) Comunicazioni per effetto di aurora.
5) Comunicazioni per effetto dello strato F, realizzando collegamenti fino a 3800 Km.

Per le comunicazioni del secondo tipo lo spazio di rifrazione è vicino alla terra ed è continuo su tutta la distanza tra i due punti estremi.

Risulta necessario un sistema di antenna riflettente ad asse diretto ed un ricevitore molto sensibile.

Per ottenere comunicazioni regolari risulta opportuno sopraelevare i punti di trasmissione e ricezione, così come sembra da preferirsi la polarizzazione verticale nei sistemi di antenna.

Nelle comunicazioni del terzo tipo la zona di rifrazione risulta molto ridotta, essendo limitato alla parte inferiore della conosfera.

In riferimento all'effetto sporadico dello strato E, la cui interpretazione è ancor oggi molto discussa, l'A. riporta la teoria di Couklin, esponendo ampie considerazioni nella trasmissione delle onde metriche.

In riferimento alle comunicazioni ad effetto di aurora i segnali debbono essere trasmessi e ricevuti in direzione nord. Le onde non vengono rifratte ma solamente riflesse dalle concentrazioni fortemente ionizzate della regione polare durante le perturbazioni della ionosfera.

G. G.

CONSULENZA

Ds. 6497 - De Lorenzi, Trieste.

Col materiale che possedete è possibile realizzare un piccolo trivalvolare come da schema allegato.

E' necessario però usare per la rivelatrice una valvola a riscaldamento indi

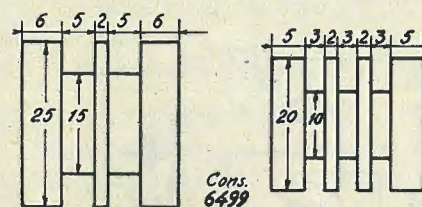
retto per poter eliminare completamente il ronzio dell'alternata. I dati costruttivi della bobina li troverete sul N .3 dell'«Antenna» anno 1942.

Ds. 6498 - Dott. Franco Caria, Roma.

Le case costruttrici non forniscono, così facilmente come voi ritenete, i dati costruttivi dei materiali di loro produzione e ciò per ragioni ovvie.

Dati costruttivi che ad ogni modo potranno interessarvi sia per trasformatori di media frequenza che di alta frequenza li troverete riportati nella consulenza: Ds. n. 6489 del fascicolo 11-12 1943 della nostra Rivista; oppure sulle nostre Monografie 1 e 2 di prossima pubblicazione.

Ds. 6499 - Mucci Domenico, Montecreto.

L'impedenza L2 del Monovalvolare descritto sull' « Antenna » a pag. 26 anno 1943, è formato da due bobine uguali di 750 spire ognuna avvolte su di un rocchettino di legno paraffinato a due gole delle dimensioni riportate nel sottostante

schizzo. La L3 è costruita in modo analogo su di un rocchettino a tre gole e comporterà 150 spire circa per sezione. Il filo della bobina L1 è meglio sia ricoperto in seta, comunque anche se smaltato o coperto in cotone va bene.

Le prese intermedie vanno fatte una a metà avvolgimento (quarantesima spira) e le altre due a 10 spire di distanza una prima e l'altra dopo quella di mezzo.

Ds. 6500 - Cararo Giovanni, Milano

Nel B. V. 4101 è possibile sostituire la EF 6 e la EL 3 con la 77 e la 42 F.I. V.R.E.

A tal uopo la resistenza da 0,6 MΩ inserita sulla griglia schermo della rivelatrice va sostituita con una da 1 MΩ; la resistenza catodica da 160 Ω del pentodo finale va sostituita con una da 450 Ω.

Il resto rimane inalterato; il rendimento è però con tali valvole un po' inferiore.

Ds. 6501 - Martinelli Enzo, Lucca.

Lo schema è esatto ma molto antiquato; inoltre difficilmente troverete in commercio le valvole indicate. Il rendimento poi con tensione anodica di soli 30 V è addirittura nullo; occorreranno almeno 150-200 V.

Un oscillatore molto più moderno è quello pubblicato a pag. 378 N. 23-24 anno 1942 dell' « Antenna ». Può essere anche realizzato con una valvola di minore potenza la 6 V 6 G e con tensione anodica più bassa: 250 V sono più che sufficienti per ottenere un discreto rendimento. Tutti i dati costruttivi sono riportati nel suddetto articolo.

Uno schema ancora più semplice che potrà essere sperimentato è quello descritto sull' « Antenna » anno 1941 a pagina 320 ove però la 12 A 7, non reperibile, sarà sostituita da due valvole separate la 41 e la 76 nelle rispettive funzioni di oscillatore e di raddrizzatore.

La ricezione di stazioni lontane con un semplice monovalvolare è pressochè impossibile se non si dispone di una buona antenna. Ci fornite troppi pochi dati per poter diagnosticare il difetto della vostra super.

Ds. 6502 - Casalegno Giuseppe, Torino.

Non è possibile fornire dati poichè questi dipendono dalle caratteristiche magnetiche della calamita, dalla forza sviluppata dalle spirali antagoniste ecc.

Se si tratta di riparazione è necessario determinarli sperimentalmente con alcune prove.

Il trasformatore per il provavalvole va bene. Si userà filo da 1 mm fino alla tensione di 7,5 V e da 5 o 6/10 fino al 35 V.

Ds. 6503 - Coronati Antonio, Roma.

Potete realizzare lo schema N. 2 pubblicato a pag. 50 sull' « Antenna » N. 3 anno 1942 utilizzando la valvola 084 Telefunken e la cuffia da 2000 Ω.

Un ricevitore di maggior rendimento potrete costruirlo con la 80-77 e 42 o 41 in unione al trasformatore di alimentazione e al dinamico che possedete.

Poichè quest'ultimo è del tipo magnetodinamico occorrerà che provvediate ad un'impedenza da 30 H-50 mA per il filtraggio. Lo schema può essere quello del BV. 4101 con le modifiche indicate alla consulenza Ds. n. 4681.

Ds. 6504 - Scala Giacomo, Genova.

Costruisca il radioricevitore seguendo lo schema pubblicato a pag. 126 del fascicolo 7-8 di questo anno e mettendo la Fivre 45 al posto della 47.

La resistenza fra la massa ed il centro di avvolgimento di accensione va portata da 500 a 1500 Km.

Cn. 6505 - Sinisi Gaetano, Sestri (Genova).

Potete usare con vantaggio la 6 V 6 G al posto della 6 F 6. Dovrete modificare soltanto la resistenza di catodo che dovrà essere di 250 Ω in luogo di 350. La aggiunta di un'altra valvola complica molto le cose, richiéde una messa a punto assai difficile e rende pressochè impossibile l'applicazione delle o. c. Il sistema di regolazione di sensibilità con potenziometro sull'aereo non è il migliore, è meglio fare un avvolgimento separato per l'aereo (25 spire filo 0,2 coperto seta o smalto), abolire il potenziometro e mettere un condensatore variabile da 100-150 pF al posto dell'attuale fisso da 150 di reazione.

Quanto all'applicazione di o. c. potete ispirarvi allo schemino della cons. N. 3048 che contempla un caso analogo.

La cuffia può andare bene così collegata, solo che il segnale risulterà troppo forte e tale da poterla danneggiare. Potete mettervi in parallelo 1000 Ω e in serie 5000 Ω. Usatela quando l'altoparlante è disinserito (ossia è interrotto il circuito della bobina mobile).

Potete usare la resistenza di 3000 Ω al posto dell' avvolgimento di eccitazione, solo essa dovrà essere almeno da 4 watt.

I valori vanno bene.

Cn 6506 - Necchi Mario, Tromello (Pavia).

Il vostro schema va bene, solo che sul catodo della prima valvola si deve mettere un condensatore da 0,05 μF e non un regolabile.

Così dicasi del condensatore per la griglia schermo della 2ª valvola.

I valori sono:

R_1 = 600 Ω 0,5 w; C_2 = 0,05 pF; C_3 = 300 pF mica; C_5 = 20.000 pF carta; C_6 = elettrolitico b. t. (dell'ordine di 30 μF — 30 volt); R_8 = 60.000 Ω 1 w; R_9 = 1 MΩ, 0,5 w; R_{10} — 0,5 MΩ, 0,5 w; R_{11} = 0,2 MΩ potenziometro; R_{12} = = 50.000 Ω, 0,5 w. Fra R_{11} e R_{12}, un condensatore da 0,1 μF verso massa; R_{13} = 0,5 MΩ, 0,5 w; R_{14} = 160 Ω, 0,5 w.

Riteniamo consigliabile usare la reazione sulla 2ª valvola.

I dati delle bobine per le o. m. sono i seguenti:

Primario d'aereo: spire 350 filo 1/10 isolato seta, a nido d'ape su tubo da 20 mm.

Secondario 1° trasf. di A F: Spire 125 filo 0,22 smaltato - tubo 20 mm.

Primario 2° trasf. di A F: Spire 65 intercalate alle secondarie - tubo 20 mm.

Secondario 2° trasf. di A F: Spire 25 filo 0,1 mm. accoppiate al secondario, a distanza di 3 mm. da questo.

La bobina di reazione ha un capo a massa e l'altro, attraverso ad un condensatore variabile da 100 pF va alla placca della 2ª valvola.

Se conservate questo schema è assai difficile applicare le o. c.

Limitando le valvole a 3 sole (eliminando la prima) potrete più facilmente realizzare la detta applicazione. Potrete avvalervi dello schemino della cons. 3048, conservando però il vostro circuito di rivelazione che è preferibile, cioè col catodo a massa e con condensatore e resistenza in serie alla griglia (rivelazione per «falla di griglia»).

Cn. 6507 - Billò Giuseppe, Savona.

Non ci è molto chiaro come vogliate utilizzare il ripetitore telefonico.

Infatti, se è per permettere l'audizione collettiva di un messaggio telefonico, per ricevere tale messaggio è sempre necessario togliere il microtelefono dal gancio, operazione questa che richiede sempre la presenza d'un operatore, altrimenti la comunicazione non avviene. Se lasciate sempre il microtelefono sganciato, colui che vuole comunicare sentirà sempre il segnale di occupato.

Infine non si può applicare direttamente un qualsiasi impianto od apparecchio ad un telefono collegato a linee pubbliche senza autorizzazione della Società che esercisce tali linee.

Si può consigliare in tale caso di tenere applicato all'amplificatore un microfono da accostare al ricevitore telefonico in modo da evitare la manomissione di quest'ultimo, naturalmente la fedeltà peggiora.

Non è necessario che l'amplificazione sia elevata, a nostro avviso bastano solo due valvole, una amplificatrice EL3 ed una raddrizzatrice 5Y3 G.

Alleghiamo schema che forse fa al caso Vostro, completo di valori.

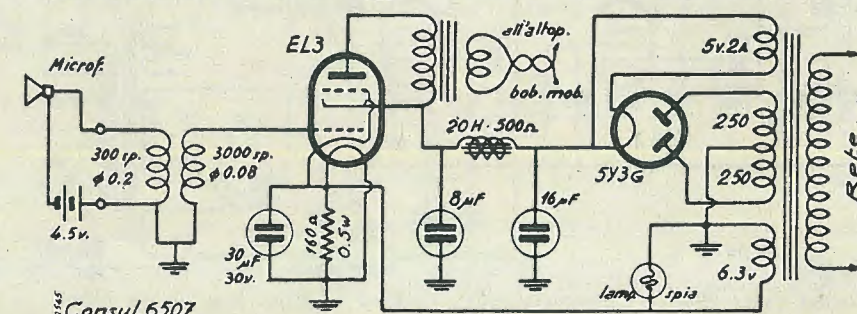
Se il percorso dall'amplificatore all'altoparlante è breve, il trasf. d'uscita resta presso il primo come da schema.

Cn 6507 bis - Francesco Carlodalatri, Roma.

In merito alla vostra domanda, citiamo alcuni degli strumenti descritti nelle scorse annate della rivista:

Oscillatore modulato: N. 14 anno 1941; N. 1 anno 1942.

Voltmetro a valvola: «Tecnica di Laboratorio» allegata al N. 8 anno 1937.

Ponte di capacità: N. 18 anno 1939.

Ponte di induttanza: Serve lo stesso strumento del N. 18 anno 1939.

«Tester» per misure *cc* e *ca*: *N.* 4 *anno* 1941.

Provavalvole: N. 10 anno 1941.

Il libro «*Onde Corte ed Ultracorte*» uscirà presto completamente aggiornato ed ampliato nella nuova edizione 1944.

Cn. 6508 - Farina Alfredo, Orbassano (Torino).

Il motorino di cui al N. 22 anno 1938 si presta a funzionare anche con basse tensioni.

A 30 volt l'assorbimento sarà di circa 0,3 ampère, si dovrà quindi usare un filo il cui diametro è dato da:

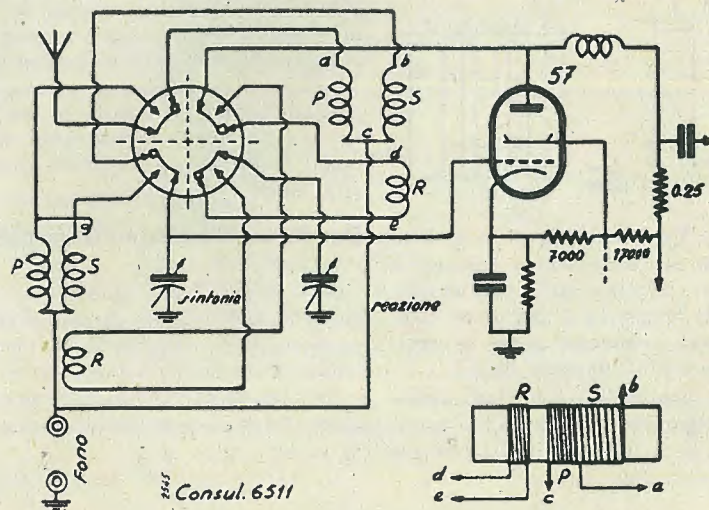
$$\phi = 0{,}8\sqrt{I} = 0{,}8\sqrt{0{,}3} = 4{,}4 \text{ mm.}$$

Nulla succede se si usa filo da 0,4 in luogo di 0,44.

La resistenza dovrà essere:

$$R = V : I = 30 : 0{,}3 = 90\ \Omega$$

Il filo di rame da 0,4 ha 0,035 Ω per metro, ne necessitano quindi circa 266 metri.

Per 12 volt, l'intensità è circa 1 amp, occorre filo di sezione tripla ossia da 0,7 mm. La resistenza deve essere circa 12 Ω, occorrono allora 100 metri circa di filo.

Per 6 volt occorre filo di 1 mm di diametro, la resistenza deve essere di $10 : (1{,}4)^2 = 5\ \Omega$ (essendo l'intensità di circa 1,4 ampere). La lunghezza del conduttore sarà di m. 80.

Essendo la lunghezza della spira media di 10 cm., si dovranno avvolgere nel 1° caso 2600 spire (ossia 1300 per polo), nel secondo 1000 spire (500 per polo) e nel terzo 800 spire (400 per polo).

Si deve usare filo di rame smaltato.

Dato il funzionamento particolare del motorino, la corrente scorre solo a tratti e si ha quindi poco riscaldamento, ne segue che i dati forniti risultano calcolati con abbondanza. Si possono perciò ridurre ancora un poco le sezioni dei fili e con esse le rispettive lunghezze.

Cn. 6509 - Ribaldone Piero, Galbiate.

I punti a. e b. indicati nello schema vanno connessi ai capi del rivelatore fonografico (ossia al «pick-up»).

In questi ultimi tempi la rivista è uscita con irregolarità e a tale irregolarità si è sommata quella della distribuzione.

Cn. 6510 - Triberti Adolfo, Torino.

La descrizione di un apparecchio quale voi ci chiedete è in corso nel numero attuale della rivista «Ricevitori del tempo di guerra».

Cn. 6511 - Suppo Siro, S. Ambrogio (Torino).

Pubblichiamo lo schema per l'applicazione che avete in proposito.

Esso riproduce la 1ª valvola dell' SR 56 (valv. 57) alla quale è aggiunto un commutatore d'onda ed una bobina.

Quella delle o. m. rimane la stessa della SR 56. La nuova bobina va fatta su tubo di cartone bakelizzato da 20 mm. e si compone di 11 spire di filo da 6/10 distanziate 1 mm. (tratto b. c.). Il primario di aereo si compone di 2 spire intercalate alle precedenti (tratto a. c.) di filo da 0,2 seta o cotone.

L'avvolgimento di reazione *R* si compone di 6 spire di filo 0,2 seta o cotone.

Si raccomandano vivamente collegamenti *assai brevi* e di filo grosso.

La gamma della nuova bobina è da 19 a 50 m.

Si possono ottenere buoni risultati solo se si usa un buon aereo.

ED. «IL ROSTRO», Via Senato, 24 - Milano
Dott. ing. SPARTACO GIOVENE - *direttore resp.*
Autorizzazione Ministero Cultura Popolare N. 1744 del 7 Gennaio 1944-XXII
Tipografia STEFANO PINELLI - Milano
Via Farneti 8 - Telef. 273-955

INDICE ANALITICO DELL'ANNATA XV - 1943-XXI

NB. - Il primo numero (romano) indica il numero del fascicolo; il secondo (arabo) indica quello della pagina.

una finestra, aperta sul mondo
IL MEGLIO IN RADIO
RADIO MARELLI
SUPERETERODINA A 8 VALVOLE con amplificazione di alta frequenza e grande potenza d'uscita • 3 gamme in onde corte • 1 in onde medie • 1 in onde lunghe • 6 circuiti accordati • potenza di uscita 10 Watt indistorti • 2 altoparlanti • presa per fono riproduttore • ingresso bilanciato per l'impiego dell'Antenna Antiparassitaria "Magneti Marelli" • occhio magico • valvole originali FIVRE • alimentazione a C.A. per tensioni comprese fra i 100 e 220 V. e 42 ÷ 100 periodi.
Modello
8A28
PUBBLICITA' MAGNETI MARELLI N. 13
Una nuova tecnica della radiomusicalità
Montesi
RADIOMARELLI